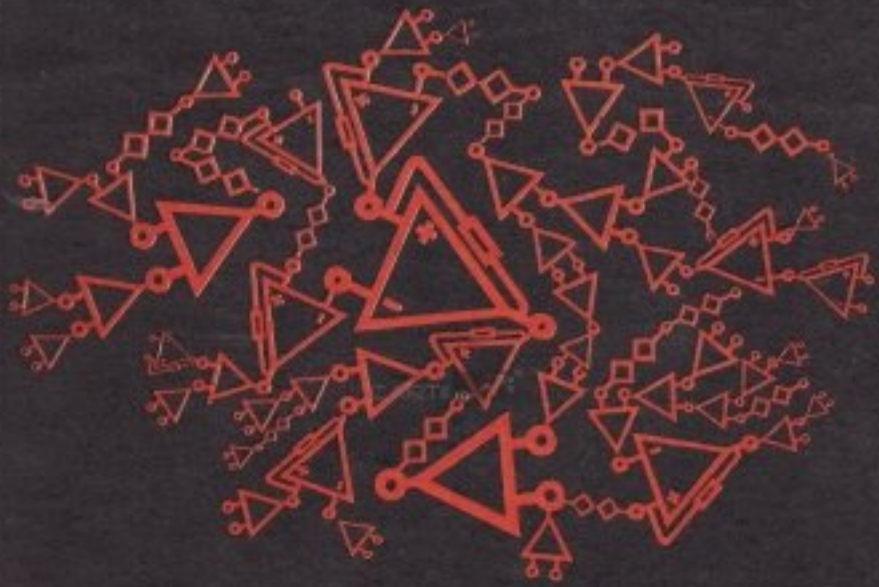
costin miron



INTRODUCERE IN CIRCUITE ELECTRONICE

dacia

PREFAȚA

Proliferarea fără precedent a aplicațiilor echipamentelor și aparaturii electronice în cele mai diferite domenii ale științei, tehnicii, economiei și culturii face ca cercuri din ce în ce mai largi de specialiști din aceste domenii să se intereseze de problematica electronicii.

Lucrarea de față se adresează cu precădere doritorilor de a face o primă incursiune în domeniul circuitelor electronice. Cunoștințele prealabile necesare nu depășesc, de regulă, nivelul și volumul cunoștințelor de matematică și electricitate predate în liceu. In particular, deoarece lucrarea tratează circuitele electronice și se oprește numai în treacăt asupra dispozitivelor electronice, cititorul care posedă cunoștințe de bază (la nivel mediu) privind dispozitivele electronice (diode, tranzistoare) va putea asimila mai ușor unele părți ale ei. Cei care au o pregătire mai dezvoltată în electronică pot găsi în lucrare unele idei cu capacitate generalizatoare, apte să le lărgească orizontul profesional.

Lucrarea își propune să îl ajute pe cititor în vederea atingerii următoarelor scopuri:

— înțelegerea specificului fenomenelor care au loc în circuitele electronice;

— înțelegerea modului de utilizare a acestor fenomene;

— însușirea unor principii și metode folosite frecvent în studiul circuitelor electronice.

Conținutul cărții cuprinde opt capitole, dintre care primele două au un caracter pregătitor. Capitolul 1 revede unele cunoștințe elementare din teoria circuitelor electrice și precizează „limbajul" folosit în lucrare (termeni de specialitate, notații, simboluri grafice). Capitolul 2 introduce câteva noțiuni de uz general în teoria circuitelor electronice: cuadripoli diporți liniari, amplificatoare electronice și diagramele Bode pentru studiul răspunsului la frecvență.

Celelalte șase capitole cuprind materialul de bază, organizat în două părți. Sub aspect metodologic acest material este prezentat pornind de la modelele puternic simplificate (ideale) ale unor componente și circuite electronice fundamentale, care sînt expuse în prima parte. Este vorba de trei clase de modele ideale liniare: surse comandate liniare (capitolul 3), amplificatoare cu reacție ideală (capitolul 4) și nulorul (capitolul 5),

Scanned with OKEN Scanner

care furnizează o primă imagine a specificului circuitelor electronice. Deşi această parte are un caracter mai abstract decît partea a doua, ea are meritul de a reliefa mai pregnant proprietăţile fundamentale ale unor circuite electronice liniare deosebit de importante, întrucît păstrează numai laturile lor esenţiale.

Partea a doua (capitolele 6, 7 şi 8) prezintă principalele tipuri de circuite electronice. Sistematizarea materialului este făcută într-un mod diferit de cel tradiţional, adoptîndu-se drept criterii principale de clasificare componenţa şi structura circuitelor. Se insistă asupra principiilor de funcţionare, care sînt stabilite prin studiul interdependenţei dintre proprietăţile componentelor electronice folosite şi structura circuitului în care se află acestea.

In ansamblu, se atribuie rolul principal construirii teoriei generale, de largă cuprindere, deoarece ea are un caracter mai stabil în timp, mai durabil, şi permite totodată reducerea spaţiului de expunere. Pentru uşurarea înţelegerii şi concretizarea ideilor sînt însă incluse multe exemple numerice; ele conferă un caracter practic lucrării şi compensează în bună parte caracterul relativ abstract al unor capitole (capitolele referitoare la modelele ideale liniare). Dealtfel, se cuvine menţionat faptul că înseşi părţile mai abstracte sînt uşor accesibile, fiind concepute la un nivel teoretic rezonabil de înalt.

Lucrarea reprezintă o „introducere" în sensul că nu încearcă sub nici o formă să epuizeze informaţia la zi, ci urmăreşte numai să prezinte principalele aspecte ale problematicii abordate. Autorul doreşte să-l atragă pe cititor pentru a-l transforma dintr-un receptor pasiv de informaţii într-un participant activ la procesul de elaborare (sau cel puţin de reelaborare) a cunoştinţelor, proces care contribuie la înţelegerea semnificaţiilor mai profunde ale cunoştinţelor, creînd astfel premize favorabile folosirii lor creatoare. Prin aceasta, lucrarea caută să răspundă cerinţelor Programului-Directivă de cercetare ştiinţifică, dezvoltare tehnologică şi de introducere a progresului tehnic în perioada 1981—1990 şi direcţiile principale pînă în anul 2000, aprobat de Congresul al XII-lea al Partidului Comunist Român, cerinţe pentru îndeplinirea cărora calitatea pregătirii specialiştilor constituie o condiţie importantă.

In încheiere se cuvine a fi menţionat faptul că, dacă lucrarea de faţă cuprinde elemente valoroase, ele se datorează în cea mai mare măsură colegilor, prietenilor şi studenţilor autorului. Pentru bunăvoinţa lor, interesul manifestat şi sprijinul acordat li se adresează cele mai calde mulţumiri. Dintre toţi aceştia, un rol deosebit a jucat dr. ing. A. Millea, care a avut şi calitatea de referent ştiinţific.

Aceleaşi cuvinte de caldă mulţumire se adresează Editurii Dacia, pentru încurajările şi sprijinul acordate pe întreg parcursul elaborării cărţii.

Cluj-Napoca, decembrie 1982

AUTORUL

Scanned with OKEN Scanner

CUPRINS

PREFAȚA 3

CUNOȘTINȚE PREGĂTITOARE

Capitolul 1
CUNOȘTINȚE PRELIMINARE 9
1.1. Semnale electrice. Transmitanțe. Imitanțe 9
1.2. Sensuri convenționale și sensuri pozitive arbitrare ale semnalelor 10
1.2.1. Curentul electric 10
1.2.2. Tensiunea electrică 11
1.2.3. Asocierea sensului pozitiv al curentului cu sensul pozitiv al tensiunii . . 11
1.3. Dualitate 13
1.4. Surse ideale 14
1.5. Teoremele lui Kirchhoff 15
1.6. Metoda suprapunerii efectelor 16
1.7. Uniporți echivalenți. Teoremele lui Thévenin și Norton 17
1.7.1. Echivalența unui uniport pasiv cu o rezistență 18
1.7.2. Echivalența unui uniport activ cu o rezistență 21
1.7.3. Teoremele lui Thévenin și Norton 24
1.7.4. Generalizare pentru alte forme de semnal 26
1.8. Teorema lui Millman (TM) 26
1.9. Câteva considerații generale 27
1.9.1. Domeniile de aplicare ale metodelor de analiză examinate 27
1.9.2. Corespondența dintre un circuit și modelele lui matematice 27
1.9.3. Modele ideale 28
1.10. Convenții pentru notații și simboluri grafice 29
1.10.1. Notații pentru semnale electrice 29
1.10.2. Notații pentru parametri de circuit 31
1.10.3. Simboluri grafice 32
Bibliografie 33

Capitolul 2
NOȚIUNI GENERALE 34
2.1. Cuadripoli diporți liniari 34
2.1.1. Descrierea cantitativă a diporților liniari 35
2.1.2. Sensul fizic al parametrilor diporților liniari 37
2.1.3. Diportul încărcat. Funcții de diport 41
2.2. Amplificatoare electronice 43
2.2.1. Noțiunea de amplificator electronic 43
2.2.2. Amplificatorul — circuit cu trei porți (triport) 44
2.2.3. Amplificatorul — diport pentru variații 46
2.2.4. Amplificări 48

Scanned with OKEN Scanner

2.3. Metoda diagramelor Bode pentru studiul răspunsului la frecvență 50
2.3.1. Noțiunea de răspuns la frecvență 50
2.3.2. Suportul matematic al metodei diagramelor Bode 51
2.3.3. Diagramele Bode (Caracteristicile de frecvență) 54
2.3.4. Folosirea unităților logaritmice 59
2.4. Relația dintre răspunsul la frecvență și răspunsul în timp 59
Bibliografie 61

PARTEA ÎNTÎI
MODELE IDEALE LINIARE

Capitolul 3
SURSE COMANDATE LINIARE (SCL) 63
3.1. Proprietățile SCL 63
3.1.1. Ecuații și simboluri grafice 64
3.1.2. Caracteristici statice la borne 66
3.1.3. SCL pentru variații — amplificatoare ideale 70
3.2. Particularitățile analizei schemelor cu SCL 72
3.2.1. Metoda suprapunerii efectelor 73
3.2.2. Determinarea rezistențelor de ieșire 75
3.2.3. Conservarea energiei în schemele cu SCL pentru variații 77
3.3. Rolurile SCL pentru variații 78
3.4. Folosirea SCL la modelarea neidealizată a componentelor electronice. Scheme echivalente ale diporților 80
3.4.1. Adăugarea unor rezistențe în exteriorul SCL 80
3.4.2. Scheme echivalente standard ale diportului liniar oarecare 83
3.4.3. Scheme echivalente dezvoltate ale diporților liniari 84
3.5. Concluzii 85
Bibliografie 86

Capitolul 4
AMPLIFICATOARE CU REACȚIE IDEALĂ 87
4.1. Noțiuni de bază. Clasificări 87
4.1.1. Definiții 88
4.1.2. Ecuația fundamentală a reacției ideale 89
4.1.3. Reacție pozitivă (RP) și reacție negativă (RN) 91
4.1.4. Cele patru configurații standard ale reacției 94
4.2. Reacție ideală 98
4.2.1. Idealizarea generală a reacției 98
4.2.2. Reacția negativă cu amplificarea fără reacție infinită 99
4.3. Desensibilizarea produsă de RN. Efectele desensibilizării 103
4.3.1. Desensibilizarea 103
4.3.2. Efectul asupra amplificării 103
4.3.3. Efectul asupra imitanțelor de intrare și de ieșire 104
4.3.4. Scheme echivalente ale amplificatoarelor cu RN 107
4.3.5. Efectul asupra raportului semnal/perturbație 108
4.3.6. Efectul asupra distorsiunilor neliniare 110
4.3.7. Efectul asupra sensibilității amplificării 110
4.3.8. Efectul asupra benzii de frecvențe de trecere 112
4.4. Încărcările datorate blocului de reacție, sursei de excitație și sarcinii . . . 114
4.4.1. Teoremele lui Miller 114
4.4.2. Aplicație: metoda urmăririi de potențial (bootstrap) 117
4.4.3. Aproximarea reacției reale prin reacția ideală 120

Scanned with OKEN Scanner

4.5. Proiectarea amplificatoarelor cu reacţie 126
4.6. Reacţii parazite 127
Bibliografie 128

Capitolul 5
NULOR 130
5.1. Nulorul — diport patologic 130
5.2. Folosirea nulorului la analiza amplificatoarelor cu RN 132
5.3. Sinteza unor scheme cu nuloare 135
Bibliografie 136

PARTEA A DOUA
CIRCUITE ELECTRONICE

Capitolul 6
CIRCUITE CU FUNCŢII DETERMINATE DE PROPRIETĂŢILE COMPONENTELOR ELECTRONICE NECOMANDATE (D) 140
6.1. Comportarea componentelor *D* în circuit 140
6.1.1. Relaţie caracteristică şi regimuri de lucru 140
6.1.2. Caracteristica statică a *D* 142
6.1.3. Parametrii *D* 144
6.1.4. Modele electrice ale *D* (scheme echivalente) 146
6.1.5. Rolurile *D* în circuit 152
6.2. Stabilizatoare parametrice de tensiune continuă 152
6.3. Oscilatoare cu rezistenţă negativă 157
6.4. Circuite cu *D* ca supape automate 159
6.4.1. Circuite *D*—*R* diport 160
6.4.2. Circuite *D*—*R* multiport 169
6.4.3. Circuite *D*—*C* diport 173
Bibliografie 179

Capitolul 7
CIRCUITE CU FUNCŢII DETERMINATE DE PROPRIETĂŢILE COMPONENTELOR ELECTRONICE COMANDATE (AO, AN, TEC, TB) 181

A. CIRCUITE CU AMPLIFICATOARE INTEGRATE (AO, AN) 181
7.1. Comportarea amplificatoarelor integrate 182
7.1.1. Caracteristici statice şi parametri 182
7.1.2. Modele electrice (scheme echivalente) ale AO şi AN 185
7.1.3. Rolurile AO şi AN în circuit 186
7.2. Circuite liniare cu amplificatoare integrate 187
7.2.1. Structura de bază a circuitelor liniare cu amplificatoare integrate . . 188
7.2.2. Polarizarea AN 190
7.2.3. Conexiunea inversoare 191
7.2.4. Conexiunea neinversoare 194
7.2.5. Conexiunea diferenţială 196
7.3. Circuite de comparare realizate cu amplificatoare integrate 197
7.3.1. Comparatoare simple 198
7.3.2. Comparatoare fereastră (comparatoare duble) 201

B. CIRCUITE CU DISPOZITIVE ELECTRONICE COMANDATE (T) . . . 201
7.4. Comportarea dispozitivelor T în circuit 202
7.4.1. Conexiunile T 202
7.4.2. Caracteristicile statice şi parametrii T 203

Scanned with OKEN Scanner

7.4.3. Modelarea T pentru regimul static şi regimul cvasistatic de semnal mare 212
7.4.4. Modelarea T pentru regimul cvasistatic de semnal mic 215
7.4.5. Modelarea T pentru regimul dinamic de semnal mic 223
7.4.6. Alegerea unui model al T pentru analiza aproximativă a circuitelor . . 224
7.4.7. Rolurile T în circuit 225
7.5. Comportarea circuitelor elementare cu T 225
7.5.1. Dreapta de sarcină 226
7.5.2. Etaje cu un T în conexiunea FC 229
7.5.3. Etaje cu un T în conexiunea MC 238
7.5.4. Etaje cu două TB cuplate în emitor 242
7.5.5. Rolurile circuitelor elementare cu T 250
7.6. Circuite cu T ca supape comandate 252
7.6.1. Circuite de comutare analogică 252
7.6.2. Circuite logice 254
7.7. Circuite cu T ca amplificatoare 258
7.7.1. Amplificatoare elementare 259
7.7.2. Amplificatoare cu mai multe etaje 263
7.7.3. Polarizarea dispozitivelor T 263
7.8. Circuite cu T avînd alte roluri 267
7.8.1. Circuite cu TEC ca rezistenţe liniare comandate 267
7.8.2. Circuite cu roluri de componentă D 269

C. CIRCUITE CU AMPLIFICATOARE INTEGRATE ŞI DISPOZITIVE T 272
7.9. Exemple de circuite cu amplificatoare integrate şi dispozitivul T . . . 273
Bibliografie 276

Capitolul 8
CIRCUITE CU FUNCŢII DETERMINATE DE PROPRIETĂŢILE REACŢIEI . 277
8.1. Circuite cu RN 277
8.1.1. Circuite desensibilizate prin RN 277
8.1.2. Circuite cu RN destinate prelucrării semnalelor 282
8.2. Circuite cu RP 285
8.2.1. Oscilatoare armonice 286
8.2.2. Circuite basculante 290
Bibliografie 295
INDEX 296

Scanned with OKEN Scanner

CUNOȘTINȚE PREGĂTITOARE

CAPITOLUL 1

CUNOȘTINȚE PRELIMINARE

Pornind de la ipoteza că cititorul cunoaște metodele generale de studiere a circuitelor electrice, capitolul 1 urmărește să precizeze unele noțiuni folosite mai frecvent și să treacă sumar în revistă metodele care au o largă aplicabilitate în studiul circuitelor electronice.

1.1. SEMNALE ELECTRICE. TRANSMITANȚE. IMITANȚE

Numim *semnal* orice variabilă fizică susceptibilă de a purta informație. Informația poate să se refere la sunet și imagine, ca în transmisiile de televiziune, la anumite mărimi fizice, ca temperatura aerului dintr-o cameră, sau la anumite date numerice, ca rezultatele numărării voturilor în alegeri sau datele inițiale și rezultatele calculelor efectuate cu calculatoarele electronice.

Numim *semnal electric* orice semnal de natură electrică. În circuitele electronice prezentate în lucrarea de față se întîlnesc două tipuri de semnale electrice, tensiunea electrică și intensitatea curentului electric (pe scurt, curentul electric). De aceea, vom folosi termenul de semnal, fără altă precizare, pentru tensiunea sau curentul electric:

semnal =: tensiune electrică sau curent electric

(Semnul "=:" înseamnă „se definește ca" sau „se notează cu".)

Pentru tensiunea electrică vom folosi simbolurile V sau v, iar pentru curentul electric, I sau i.

În studiul circuitelor electronice intervine foarte des raportul a două semnale. Vom numi acest raport cu un termen general, împrumutat din teoria grafelor de fluență [1], *transmitanță*:

transmitanță =: raportul a două semnale electrice

Transmitanța poate fi adimensională (dacă ambele semnale sînt fie tensiuni, fie curenți) sau dimensională (dacă unul dintre semnale

Scanned with OKEN Scanner

este o tensiune, iar celălalt, un curent). În ultimul caz vom spune că avem de a face cu o *imitanță*, termen format prin alăturarea începutului cuvîntului *im*pedanță cu sfîrșitul cuvîntului adm*itanță*. Așadar:

imitanță = : impedanță sau admitanță

1.2. SENSURI CONVENȚIONALE ȘI SENSURI POZITIVE ARBITRARE ALE SEMNALELOR

În acest paragraf avem în vedere circuitele de curent continuu; ca urmare, tensiunea și curentul pot lua valori în mulțimea numerelor reale, fiind mărimi scalare pozitive sau negative. Pentru ca interpretarea fizică să fie univocă, este necesară stabilirea unei corespondențe univoce între semnele valorilor numerice și cele două sensuri de orientare posibile pentru o direcție dată.

1.2.1. CURENTUL ELECTRIC

În circuitele electronice curentul electric constă, de regulă, în mișcarea ordonată a unor purtători mobili de sarcini electrice negative sau pozitive. Definim ca *sens convențional* al curentului electric sensul mișcării ordonate a unor purtători mobili de sarcini electrice *pozitive* ce ar produce același efect cu mișcarea purtătorilor mobili care formează de fapt curentul electric considerat.

Înainte de a efectua analiza unui circuit nu cunoaștem sensurile convenționale ale curenților prin laturile lui. De aceea, în prealabil scrierii ecuațiilor se dotează fiecare latură a circuitului cu un *sens pozitiv* (orientarea laturii), ales arbitrar [2]. Acesta joacă rolul de sens de referință, deoarece semnele corespunzătoare ale termenilor care conțin curenți se determină în raport cu el.

Sensul convențional al unui curent coincide cu sensul pozitiv al laturii pe care o străbate cînd valoarea numerică, rezultată din calcul, a intensității curentului este pozitivă. Din acest motiv, sensul pozitiv al laturii se numește și *sens pozitiv al curentului*.

Cînd valoarea numerică a intensității curentului este negativă, sensul lui convențional este opus sensului pozitiv ales.

Sensul pozitiv al curentului se va marca printr-o săgeată lîngă acea latură, iar sensul convențional al curentului va fi indicat de o

Scanned with OKEN Scanner

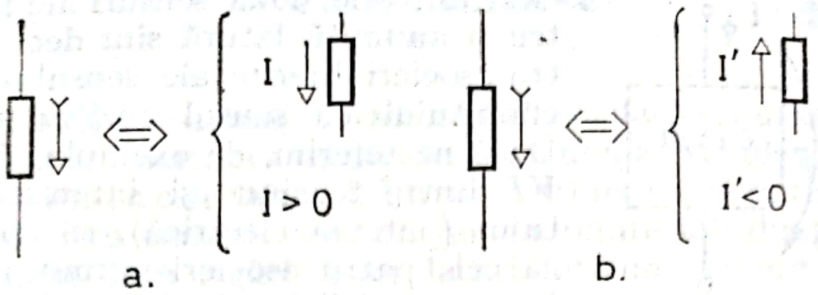


Fig. 1.1. Echivalența dintre sensul convențional al unui curent, pe de o parte, și sensul pozitiv ales și semnul valorii numerice a intensității curentului, pe de altă parte.

săgeată cu coadă. Corespondența dintre sensul convențional, pe de o parte, și sensul pozitiv și semnul valorii numerice a curentului, pe de altă parte, este arătată în figura 1.1.

1.2.2. TENSIUNEA ELECTRICĂ

Definim ca *sens convențional al tensiunii* electrice dintre două puncte sensul orientat de la punctul cu potențial electric mai ridicat spre punctul cu potențial electric mai scăzut (ambele potențiale fiind măsurate în raport cu potențialul unui punct de referință oarecare, comun).

Ca și în cazul curenților, înainte de a efectua analiza unui circuit nu cunoaștem sensurile convenționale ale tensiunilor între diferitele sale puncte. De aceea, în prealabil scrierii ecuațiilor este necesar să alegem un *sens pozitiv* și pentru fiecare tensiune care interesează. Dacă simbolul unei tensiuni are ca indici numele celor două puncte între care este definită acea tensiune, considerăm — prin convenție — că sensul pozitiv este orientat de la primul punct spre al doilea, luate în ordinea în care apar ca indici.

Precizăm că săgețile folosite pentru marcarea sensurilor pe schemele electrice au vîrful în formă de triunghi gol în cazul curenților și vîrful înnegrit în cazul tensiunilor.

1.2.3. ASOCIEREA SENSULUI POZITIV AL CURENTULUI CU SENSUL POZITIV AL TENSIUNII

Am arătat că pentru orice latură a unui circuit sensul pozitiv al curentului poate fi ales în oricare din cele două sensuri ale laturii respective și sensul pozitiv al tensiunii poate fi, de asemenea, ales în ori-

Scanned with OKEN Scanner

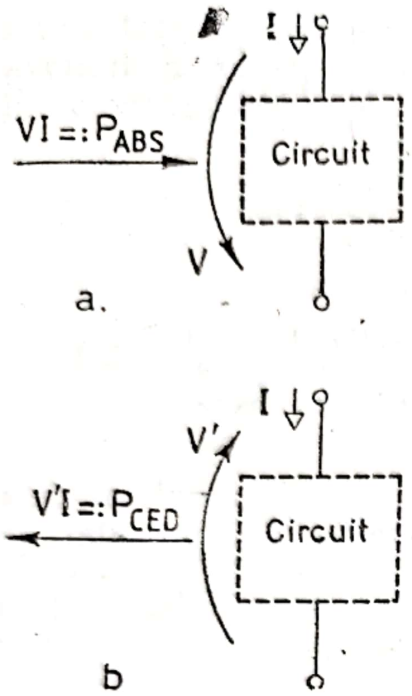


Fig. 1.2. Asocierea sensurilor pozitive ale tensiunii și curentului după: *a* — convenția circuitelor receptoare; *b* — convenția circuitelor generatoare.

care din cele două sensuri ale laturii. Pentru o anumită latură sînt deci posibile patru asocieri diferite ale sensului pozitiv al curentului cu sensul pozitiv al tensiunii. Dacă ne referim, de exemplu, la produsul VI dintre tensiune și intensitatea curentului (puterea electrică), se constată însă că cele patru asocieri permit numai două interpretări fizice distincte, după cum precizăm mai jos.

Fie un circuit care schimbă energie cu exteriorul pe la o singură pereche de borne (figura 1.2). Dacă sensurile pozitive ale tensiunii și curentului sînt alese orientate la fel, sensul pozitiv al produsului VI se consideră orientat spre circuit, iar acest produs reprezintă valoarea algebrică a puterii *absorbite* de circuit, P_{ABS} (figura 1.2, *a*). Dacă sensul pozitiv al tensiunii este ales orientat opus față de sensul pozitiv al curentului (de exemplu, I și $V' = -V$), sensul pozitiv al produsului $V'I$ se consideră orientat dinspre circuit, iar acest produs reprezintă valoarea algebrică a puterii *cedate* de circuit, P_{CED} (figura 1.2, *b*). Asocierea sensurilor pozitive ale tensiunii și curentului orientate la fel se numește asocierea sensurilor pozitive după *convenția circuitelor receptoare*, iar asocierea celor două sensuri pozitive orientate opus unul față de celălalt, asocierea după *convenția circuitelor generatoare*.

Bineînțeles că o putere absorbită negativă înseamnă că circuitul cedează de fapt putere, iar o putere cedată negativă înseamnă că circuitul absoarbe putere, fiind deci valabilă relația

$$P_{ABS} = -P_{CED}. \qquad (1.1)$$

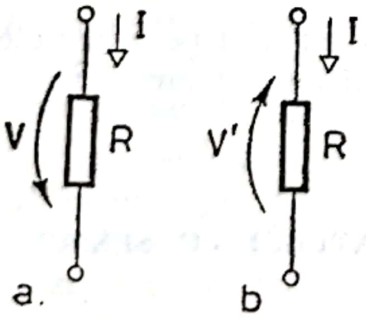


Fig. 1.3. Referitoare la semnul de operație care apare în scrierea legii lui Ohm.

Trebuie subliniat faptul că legea lui Ohm se scrie cu semnul plus, $V = RI$, în cazul asocierii sensurilor pozitive după convenția circuitelor receptoare (figura 1.3, *a*) și cu semnul minus, $V' = -RI$, în cazul asocierii lor după convenția circuitelor generatoare (figura 1.3, *b*).

Scanned with OKEN Scanner

1.3. DUALITATE

Două circuite se numesc *duale* unul altuia dacă și numai dacă matricea noduri-laturi (matricea de incidență) a unuia este identică cu matricea ochiuri-laturi a celuilalt [2]. Într-o exprimare mai puțin formalizată, suficientă pentru cazurile simple, două circuite sînt duale unul altuia dacă și numai dacă legării unor laturi într-un anumit nod în unul dintre circuite îi corespunde legarea lor într-un anumit ochi în celălalt circuit.

Sînt duale între ele componentele de circuit grupate în perechile următoare:

rezistența R — conductanța G
inductanța L — capacitatea C
impedanța Z — admitanța Y

sursa (ideală) de tensiune — sursa (ideală) de curent,
respectiv semnalele:

tensiunea v — curentul i.

Definiția circuitelor duale este echivalentă cu următoarea proprietate, numită și *principiul dualității*: *ecuațiile a două circuite duale unul altuia, exprimate în mărimi duale, au aceeași formă.* De exemplu, în cazul componentelor de mai sus, ecuațiile sînt:

$$v = Ri\,; \quad i = Gv$$

$$v = L\frac{di}{dt} \quad i = C\frac{dv}{dt}$$

$$v = f(t)\,; \quad i = f(t).$$

(Ultimele două relații arată că tensiunea sursei de tensiune și curentul sursei de curent nu depind de circuitul exterior.)

Exemplul 1.1. Divizorul de tensiune (figura 1.4 *a*) și divizorul de curent (figura 1.4 *b*) sînt duale între ele. Iată două dintre relațiile care pot fi scrise pentru fiecare dintre ele:

$$V_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V\,; \qquad I_1 = \frac{G_1}{G_1 + G_2} I \tag{1.2}$$

$$R = R_1 + R_2\,; \quad G = G_1 + G_2. \tag{1.3}$$

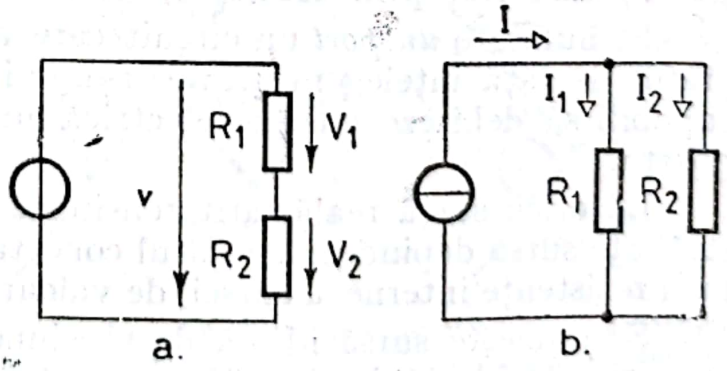


Fig. 1.4. Circuite duale: *a* — divizor de tensiune; *b* — divizor de curent.

(Am notat cu R rezistența echivalentă cu cele două rezistențe înseriate și cu G conductanța echivalentă cu conductanțele celor două rezistențe legate în paralel; deoarece modul de conectare este diferit în cele două circuite, $G \neq 1/R$, cu toate că $G_1 = 1/R_1$ și $G_2 = 1/R_2$.

În funcție de alegerea sensurilor pozitive pentru semnalele din două circuite duale, expresiile a două semnale duale pot avea aceeași formă și același semn sau aceeași formă dar semne opuse. În cazul al doilea spunem că circuitele sînt *antiduale*. De pildă, circuitele din exemplul considerat devin antiduale dacă inversăm sensul ales ca pozitiv pentru curentul I sau tensiunea V.

Principiul dualității permite, pe de o parte, reducerea calculelor necesare pentru analiza circuitelor; într-adevăr, după stabilirea ecuațiilor unui circuit, se pot obține prin simplă transpunere în mărimi duale ecuațiile circuitului dual celui studiat. Pe de altă parte, el permite controlul corectitudinii calculelor; anume, dacă se analizează în mod independent două circuite duale între ele, ecuațiile obținute trebuie să verifice principiul dualității.

1.4. SURSE IDEALE

Se numește *poartă* a unui circuit o grupare de borne de acces pentru care suma algebrică a curenților este nulă, oricare ar fi potențialele bornelor circuitelor [3] (sensurile pozitive ale curenților fiind alese orientate toate fie spre circuit, fie dinspre circuit). Se numește *poartă cu două borne* o pereche de borne care satisface definiția dată; o vom numi în continuare pe scurt *poartă*, fără altă precizare, deoarece vom întîlni numai astfel de porți. La o asemenea poartă, curentul (convențional) care intră prin una dintre borne este egal cu curentul (convențional) care iese prin cealaltă bornă.

Se numește *uniport* un circuit care are o singură poartă. În paragraful de față înțelegem prin surse uniporții activi, adică uniporții capabili să debiteze energie electrică unui circuit legat la unica lor poartă.

La orice sursă reală, atît tensiunea la borne cît și curentul care străbate sursa depind de circuitul conectat la borne, datorită prezenței unei rezistențe interne a sursei, de valoare finită și nenulă.

Se numește sursă ideală de tensiune, pe scurt *sursă de tensiune*, componenta ideală de circuit care are tensiunea la borne independentă de curentul prin borne; rezistența ei internă este nulă, iar tensiunea

la borne este totdeauna egală cu tensiunea de mers în gol. Curentul printr-o sursă de tensiune este arbitrar.

Se numește sursă ideală de curent, pe scurt *sursă de curent*, componenta ideală de circuit care este străbătută de un curent independent de tensiunea la bornele acestei componente; rezistența ei internă este infinită, iar curentul prin borne este totdeauna egal cu curentul de scurtcircuit. Tensiunea la bornele unei surse de curent este arbitrară.

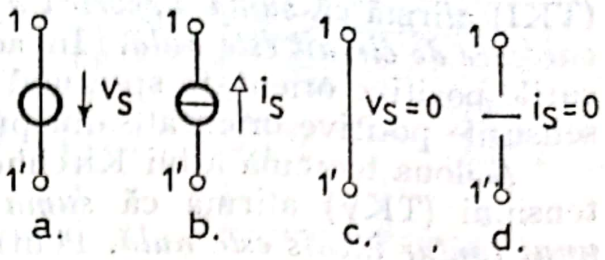


Fig. 1.5. Surse ideale: *a* — simbolul sursei de tensiune; *b* — simbolul sursei de curent; *c* — sursa de tensiune pasivizată; *d* — sursa de curent pasivizată.

Pentru sursa de tensiune și cea de curent vom folosi simbolurile grafice mai noi, arătate respectiv în figurile 1.5, *a* și *b* [2]; cînd va fi necesar, vom adăuga lîngă aceste simboluri semnul convențional corespunzător formei particulare de variație în timp a semnalului: continuu, alternativ sinusoidal etc. Folosind aceste simboluri, operației de pasivizare, care înseamnă înlocuirea unei surse prin rezistența ei internă, îi corespunde operația grafică de ștergere a cercului, obținîndu-se un scurtcircuit în locul sursei de tensiune și un circuit întrerupt în locul sursei de curent (arătate respectiv în figurile 1.5 *c* și *d*).

Modelarea surselor reale prin surse ideale este admisibilă numai în cazurile în care schemele ce rezultă nu conduc la cerințe contradictorii, imposibil de satisfăcut. Cele două situații neadmise (duale între ele) sînt: conectarea în paralel a unor surse de tensiune avînd tensiuni diferite și conectarea în serie a unor surse de curent avînd curenți diferiți; ele sînt arătate respectiv în figurile 1.6, *a* și *b* pentru un număr de două surse. Cazurile particulare importante sînt punerea în scurtcircuit a unei surse de tensiune și lăsarea în gol a unei surse de curent.

1.5. TEOREMELE LUI KIRCHHOFF

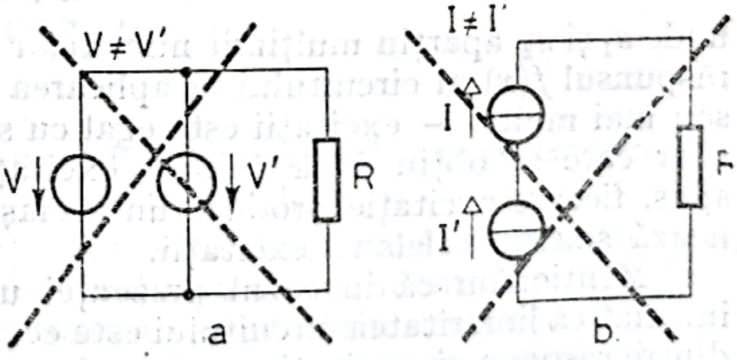


Fig. 1.6. Situații neadmise: *a* — conectarea în paralel a unor surse de tensiune cu tensiuni diferite; *b* — înserierea unor surse de curent avînd curenți diferiți.

Prima teoremă a lui Kirchhoff sau teorema lui Kirchhoff pentru curenți

(TKI) afirmă că *suma algebrică a curenților care intră într-un nod oarecare de circuit este nulă*. În această sumă, curenții care au sensurile pozitive orientate spre nod apar cu semnul plus, iar cei care au sensurile potitive orientate dinspre nod, cu semnul minus.

A doua teoremă a lui Kirchhoff sau teorema lui Kirchhoff pentru tensiuni (TKV) afirmă că *suma algebrică a tensiunilor de-a lungul unui contur închis este nulă*. Pentru aplicarea ei, se alege întîi un *sens de parcurgere* a conturului. Toate tensiunile ale căror sensuri pozitive coincid cu sensul de parcurgere apar în sumă cu semnul plus, iar cele avînd sensurile pozitive opuse, cu semnul minus. Sensul de parcurgere ales poate fi indicat cu un arc de curbă sau cu o curbă închisă trasată cu linie întreruptă, dotate cu o săgeată.

Atragem atenția că, în formularea dată pentru TKV, sursele de tensiune intervin în sumă prin *tensiunile lor la borne* și nu prin tensiunile lor electromotoare. Avantajele acestei formulări constau în omogenitatea relației obținute și în evidențierea dualității dintre TKI și TKV.

1.6. METODA SUPRAPUNERII EFECTELOR

Teoremele lui Kirchhoff sînt valabile pentru un circuit oarecare, liniar sau neliniar. Pentru clasa mai restrînsă a circuitelor liniare există însă și metode specifice, care simplifică mult calculele, una dintre ele fiind metoda sprapunerii efectelor.

Un circuit pasiv se numește *liniar* dacă și numai dacă funcția f pe care o stabilește între semnalele aplicate (cauze, excitații) și semnalul obținut (efect, răspuns) satisface relația

$$f(a_1x_1 + a_2x_2) = a_1f(x_1) + a_2f(x_2), \tag{1.4}$$

unde a_1 și a_2 aparțin mulțimii numerelor reale. Ecuația (1.4) arată că răspunsul $f(x)$ al circuitului la aplicarea sumei (ponderate) a două — sau mai multe — excitații este egal cu suma (ponderată a) răspunsurilor care se obțin dacă fiecare excitație acționează separat. Altfel spus, fiecare excitație produce un același efect, indiferent dacă acționează sau nu celelalte excitații.

Menționăm că în cazul prezenței unei singure excitații, rezultă imediat că liniaritatea circuitului este echivalentă cu proporționalitatea dintre răspuns și excitație.

Metoda suprapunerii efectelor constă în următoarele. Pentru analiza unui circuit liniar atacat de mai multe surse, se determină răspunsul circuitului separat la acțiunea fiecărei surse, în ipoteza că toate celelalte

Scanned with OKEN Scanner

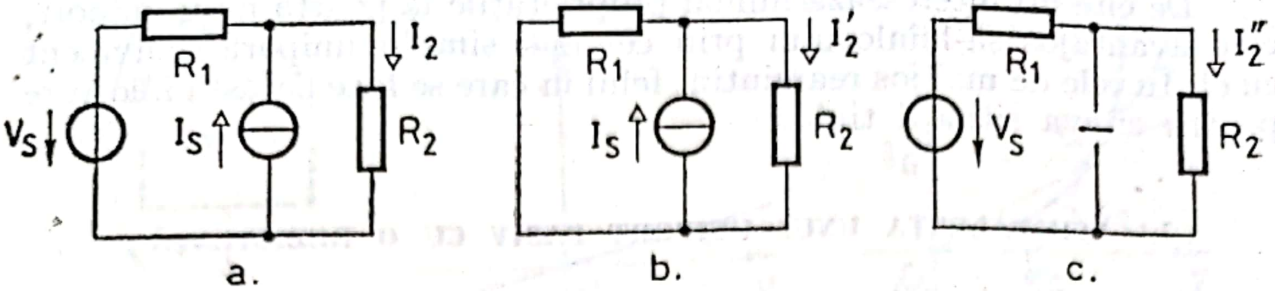


Fig. 1.7. Exemplu de aplicare a metodei suprapunerii efectelor.

surse sînt pasivizate. Suma tuturor răspunsurilor parţiale obţinute reprezintă răspunsul complet al circuitului.

Exemplul 1.2. Să determinăm curentul I_2 din circuitul dat în figura 1.7, *a*. Pasivizînd sursa de tensiune (figura 1.7, *b*) rezultă

$$I_2' = \frac{G_2}{G_1 + G_2} I_S.$$

Pasivizînd sursa de curent (figura 1.7, *c*) rezultă

$$I_2'' = \frac{V_S}{R_1 + R_2}.$$

Suma celor două soluţii parţiale reprezintă soluţia completă:

$$I_2 = \frac{G_2}{G_1 + G_2} I_S + \frac{V_S}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 I_S + V_S}{R_1 + R_2}. \tag{1.5}$$

1.7. UNIPORŢI ECHIVALENŢI. TEOREMELE LUI THÉVENIN ŞI NORTON

În paragraful de faţă avem în vedere circuitele de curent continuu, cu excepţia cazurilor în care se specifică altfel.

Vom spune că doi uniporţi sînt *echivalenţi* dacă relaţia dintre curentul şi tensiunea la poarta unuia dintre ei este identică cu relaţia dintre curentul şi tensiunea la poarta celuilalt. Prin urmare, doi uniporţi sînt echivalenţi dacă şi numai dacă au aceeaşi „comportare" la poarta lor. Rezultă că efectul asupra unui circuit exterior conectat la poarta unui uniport nu se schimbă cînd înlocuim acest uniport prin altul echivalent cu el.

451.296
BIBLIOTECA CENTRALĂ „GH ASACHI" IAŞI

De cîte ori interesează numai proprietăţile la poarta unui uniport, este avantajos să-l înlocuim prin cel mai simplu uniport echivalent cu el. În cele de mai jos reamintim felul în care se face această înlocuire pentru cîteva situaţii tipice.

1.7.1. ECHIVALENŢA UNUI UNIPORT PASIV CU O REZISTENŢĂ

Este evident că la poarta oricărui uniport pasiv se poate aplica legea lui Ohm.

Numim *rezistenţă echivalentă statică* R_{ECV} a unui uniport rezistenţa determinată prin aplicarea legii lui Ohm în curent continuu la poarta uniportului considerat. De pildă, pentru schema din figura 1.8

$$R_{ECV} =: V/I. \tag{1.6}$$

Numim *conductanţă echivalentă statică* G_{ECV} a unui uniport pasiv inversa rezistenţei echivalente statice:

$$G_{ECV} =: I/V. \tag{1.6'}$$

R_{ECV} şi G_{ECV} astfel definite satisfac teoremele rezistenţelor echivalente. De pildă, rezistenţa echivalentă a unui uniport format prin înserierea unui număr de rezistenţe este egală cu suma rezistenţelor înseriate, iar conductanţa echivalentă a unui uniport format prin legarea în paralel a mai multor conductanţe este egală cu suma conductanţelor componente.

După cum se ştie, reprezentarea grafică a relaţiei dintre curentul continuu şi tensiunea continuă la poarta unui uniport se numeşte caracteristica statică (sau de c.c.) a uniportului. Dacă uniportul este pasiv şi liniar, caracteristica lui statică este o dreaptă care trece prin originea axelor de coordonate (figura 1.9, *a*). Din definiţia (1.6') rezultă

$$G_{ECV} = \operatorname{tg} \alpha. \tag{1.7}$$

Conductanţa echivalentă statică este egală cu panta caracteristicii statice a uniportului pasiv liniar.

Observaţie. Întrucît $\operatorname{tg} \alpha$ este o mărime adimensională, relaţia (1.7) este evident incorectă. În acest context, $\operatorname{tg} \alpha$ trebuie însă interpretată ca o notaţie *convenţională*, adică lungimile segmentelor care definesc funcţia trigonometrică tg trebuie să fie exprimate în unităţi electrice (de intensitate, respectiv tensiune).

Asemenea relaţii sînt folosite prin tradiţie în studiul circuitelor electronice; în toate cazurile, funcţiile trigonometrice trebuie interpretate ca notaţii convenţionale în înţelesul de mai sus.

Scanned with OKEN Scanner

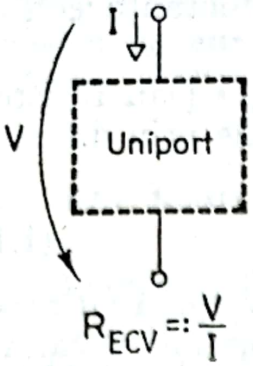


Fig. 1.8. Determinarea rezistenței echivalente statice R_{ECV} a unui uniport pasiv.

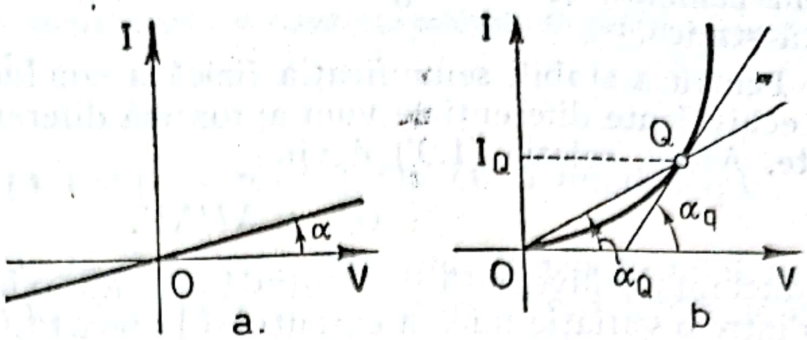


Fig. 1.9. Interpretarea geometrică a conductanțelor echivalente ale unui uniport pasiv: *a* — liniar: $G_{ECV} = \operatorname{tg} \alpha$, $G_{ecv} = \operatorname{tg} \alpha$; *b* — neliniar: $G_{ECV} = \operatorname{tg} \alpha_Q$, $G_{ecv} = \operatorname{tg} \alpha_q$.

Dacă uniportul este neliniar, caracteristica lui statică este neliniară (curbilinie), un exemplu de acest fel fiind arătat în figura 1.9, *b*. Conductanța echivalentă este și ea neliniară, adică depinde de intensitatea curentului care străbate uniportul. Astfel, pentru $I = I_Q$ rezultă din definiția (1.6′)

$$G_{ECV} = \operatorname{tg} \alpha_Q. \tag{1.8}$$

Conductanța echivalentă statică este egală cu panta dreptei care unește originea axelor cu punctul Q de pe caracteristica statică.

Numim *rezistență echivalentă diferențială* R_{ecv} a unui uniport rezistența determinată prin aplicarea legii lui Ohm pentru diferențialele semnalelor la poarta uniportului considerat. Astfel, pentru schema din figura 1.8

$$R_{ecv} =: \mathrm{d}V/\mathrm{d}I, \tag{1.9}$$

iar

$$G_{ecv} =: \mathrm{d}I/\mathrm{d}V. \tag{1.9′}$$

Dacă uniportul este pasiv și liniar (figura 1.9, *a*) rezultă

$$G_{ecv} = \operatorname{tg} \alpha, \tag{1.10}$$

deci conductanța echivalentă diferențială este egală cu cea statică.

Dacă uniportul este neliniar (figura 1.9, *b*) rezultă, de exemplu pentru $I = I_Q$,

$$G_{ecv} = \operatorname{tg} \alpha_q. \tag{1.11}$$

Conform definiției (1.9′), conductanța echivalentă diferențială este egală cu panta caracteristicii statice în punctul considerat, dar este

Scanned with OKEN Scanner

acum neliniară și — în general — diferită de conductanța echivalentă statică.

Pentru a stabili semnificația fizică a conductanței (sau rezistenței) echivalente diferențiale vom aproxima diferențialele prin diferențe finite. Astfel, relația (1.9′) devine

$$G_{ecv} \simeq \Delta I/\Delta V. \tag{1.12}$$

Conductanța echivalentă diferențială este aproximativ egală cu raportul dintre o variație mică a curentului la poarta uniportului și variația corespunzătoare a tensiunii la poarta lui. De aceea, pentru G_{ecv} vom folosi și denumirea de *conductanță echivalentă pentru variații* (mici) ale semnalelor la poarta uniportului, iar pentru R_{ecv}, *rezistență echivalentă pentru variații* (mici).

Exemplul 1.3. O diodă semiconductoare formată dintr-o joncțiune *pn* este străbătută de un curent $I = 2$ mA cînd anodul ei este pozitivat față de catod cu o tensiune $V = 0{,}7$ V. Să determinăm conductanțele ei statice și diferențiale.

Conductanța echivalentă statică a diodei, notată obișnuit g_A, rezultă din relația (1.6′): $g_A = 2\text{ mA}/0{,}7\text{ V} \simeq 3$ mS (iar $r_A = : 1/g_A = 350\ \Omega$).

Conductanța echivalentă diferențială a diodei, notată obișnuit g_a, rezultă prin aplicarea definiției (1.9′) ecuației simplificate a curentului prin diodă [4],

$$I = I_{BLOC} \exp (V/V_T), \tag{1.13}$$

adică

$$g_a = I/V_T. \tag{1.14}$$

(I_{BLOC} și V_T sînt constante cu I și V.) Inversa conductanței este rezistența echivalentă diferențială a diodei

$$r_a = V_T/I. \tag{1.15}$$

Admițînd că joncțiunea se află la temperatura ambiantă (300 K), rezultă $V_T = 26$ mV și obținem $g_a \simeq 80$ mS, $r_a = 13\ \Omega$.

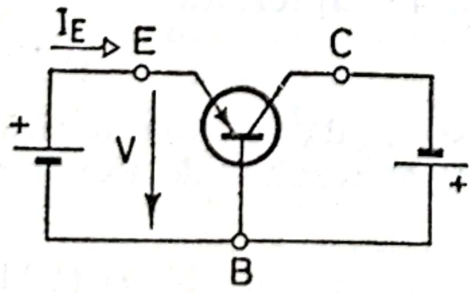


Fig. 1.10. Schemă de conectare în circuit a unui tranzistor bipolar (conexiunea cu baza comună, BC).

Exemplul 1.4. Intensitatea curentului de emitor al unui tranzistor bipolar conectat după schema din figura 1.10 este $I_E = 2$ mA. Să determinăm ce variație ΔI_E a curentului rezultă dacă tensiunea V aplicată între emitorul E și baza B variază cu $\Delta V = 1{,}3$ mV.

Joncțiunea *pn* emitor-bază a tranzistorului se comportă ca o diodă semiconductoare *pn*. Pentru rezistența echivalentă diferențială a porții emitor-bază, notată obișnuit h_{ib}, este deci valabilă

Scanned with OKEN Scanner

formula (1.15), cu $I = I_E$. Admiţînd din nou că $V_T = 26$ mV, rezultă $h_{ib} = 13\ \Omega$. Deoarece h_{ib} este egală aproximativ cu rezistenţa echivalentă pentru variaţii, putem scrie $\Delta I_E = \Delta V / h_{ib} = 0{,}1$ mA.

1.7.2. ECHIVALENŢA UNUI UNIPORT ACTIV CU O REZISTENŢĂ

Legea lui Ohm poate fi aplicată nu numai la poarta unui uniport pasiv, ci şi la poarta unui uniport activ. Ca urmare, relaţiile de definiţie (1.6), (1.6′), (1.9) şi (1.9′) sînt valabile şi în cazul unui uniport activ, unde conduc însă la anumite particularităţi, pe care le vom examina în continuare.

Fie un uniport activ liniar, adică format din componente pasive liniare şi surse. Aşa cum se poate arăta uşor, caracteristica lui statică este o dreaptă care nu trece prin originea axelor de coordonate. Fie aceasta, de exemplu, dreapta din figura 1.11, *a*. Din faptul că ea nu trece prin origine decurge neliniaritatea conductanţei (şi a rezistenţei) echivalente statice. Astfel, din definiţia (1.6′) rezultă că în punctul C (deci pentru $I = I_C$)

$$G_{ECV(C)} = \operatorname{tg} \alpha_C, \qquad (1.16, a)$$

iar în punctul G

$$G_{ECV(G)} = \operatorname{tg} \alpha_G. \qquad (1.16, b)$$

Conductanţa echivalentă rămîne însă liniară, ca în cazul uniportului pasiv liniar:

$$G_{ecv} = \operatorname{tg} \alpha. \qquad (1.17)$$

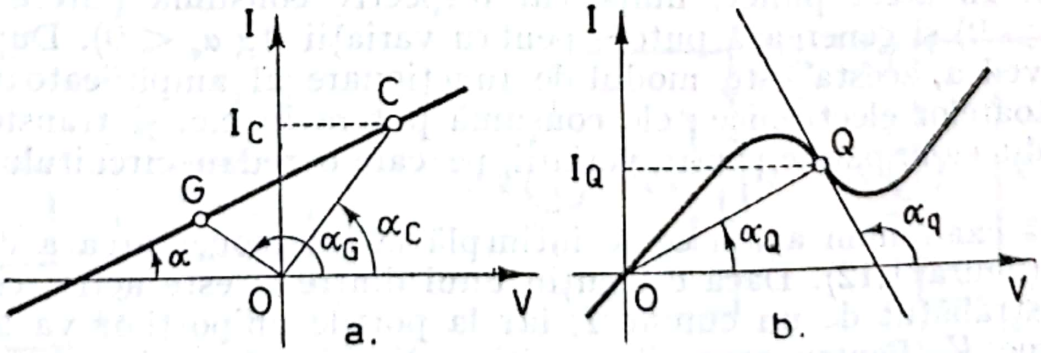


Fig. 1.11. Interperetarea geometrică a conductanţelor echivalente ale unui uniport activ: *a* — liniar: $G_{ECV(C)} = \operatorname{tg} \alpha_C$, $G_{ECV(G)} = \operatorname{tg} \alpha_G$, $G_{ecv} = \operatorname{tg} \alpha$; *b* — neliniar: $G_{ECV} = \operatorname{tg} \alpha_Q$, $G_{ecv} = \operatorname{tg} \alpha_q$.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă uniportul activ este neliniar, atît conductanța echivalentă statică cît și cea diferențială sînt neliniare. Astfel, pentru caracteristica statică din figura 1.11, *b* și $I = I_Q$

$$G_{ECV} = \operatorname{tg} \alpha_Q, \tag{1.18}$$

$$G_{ecv} = \operatorname{tg} \alpha_q. \tag{1.19}$$

În timp ce conductanțele echivalente ale unui uniport pasiv pot avea numai valori pozitive, cele ale unui uniport activ pot fi pozitive sau negative. Să vedem care este semnificația fizică a acestui fapt.

În discuția din paragraful de față am asociat sensul pozitiv ales pentru curent cu sensul pozitiv ales pentru tensiune după convenția circuitelor receptoare. Așa cum am arătat în secțiunea 1.2.3, în cazul folosirii acestei convenții puterea absorbită de uniport are expresia

$$P_{ABS} = VI. \tag{1.20}$$

Comparînd-o cu definițiile (1.6) și (1.6′) constatăm că puterea absorbită în c.c. de un uniport are același semn cu rezistența și conductanța echivalentă statică la poarta lui. Prin urmare, dacă un uniport absoarbe putere în c.c. ($P_{ABS} > 0$) rezistența lui echivalentă statică este pozitivă, iar dacă cedează putere în c.c. ($P_{ABS} < 0$) rezistența lui echivalentă statică este negativă. În primul caz vom spune că uniportul lucrează în regim de *consumator de putere* (punctul *C* din figura 1.11, *a*), iar în al doilea caz, în regim de *generator de putere* (punctul *G* din figura 1.11, *a*).

Analog, dacă un uniport absoarbe putere pentru variații ale semnalelor ($P_{abs} > 0$) rezistența lui echivalentă diferențială este pozitivă, iar dacă cedează putere pentru variații ($P_{abs} < 0$) rezistența lui echivalentă pentru variații este negativă.

O situație aparte o reprezintă funcționarea în punctul *Q* din figura 1.11, *b*. În acest punct, uniportul respectiv consumă putere în c.c. ($\operatorname{tg} \alpha_Q > 0$) și generează putere pentru variații ($\operatorname{tg} \alpha_q < 0$). După cum vom vedea, acesta este modul de funcționare al amplificatoarelor și oscilatoarelor electronice; ele consumă putere în c.c. și transformă o parte din ea în putere pentru variații, pe care o redau circuitului exterior.

Să examinăm acum ce se întîmplă la interconectarea a doi uniporți (figura 1.12). Dacă cel puțin unul dintre ei este activ, circuitul va fi străbătut de un curent *I*, iar la porțile uniporților va apare o tensiune *V*. Pentru sensurile pozitive din figură, rezistența echivalentă statică a uniportului din stînga este

$$R'_{ECV} = -V/I, \tag{1.21, a}$$

Scanned with OKEN Scanner

iar a celui din dreapta,

$$R''_{ECV} = V/I. \qquad (1.21, b)$$

Rezultă

$$R'_{ECV} = -R''_{ECV}. \qquad (1.22)$$

Relaţia obţinută exprimă faptul că puterea absorbită de unul dintre uniporţi este egală cu puterea cedată de celălalt uniport.

O relaţie de aceeaşi formă cu relaţia (1.22) este valabilă şi pentru rezistenţele echivalente diferenţiale a doi uniporţi interconectaţi.

Exemplul 1.5. Fie schema din figura 1.13, *a*. Pentru sensurile pozitive din figura 1.13, *b* obţinem:

$$R'_{ECV} = V/I = -10\ \text{V}/1\ \text{A} = -10\ \Omega,$$

$$R''_{ECV} = -V/I = -(-10\ \text{V})/1\ \text{A} = 10\ \Omega.$$

Evident, $R''_{ECV} = R$.

Sursa de tensiune este deci echivalentă cu o rezistenţă de -10 ohmi.

Să observăm că, indiferent la ce sursă de tensiune sau de curent am lega rezistenţa de 10 ohmi, rezistenţa echivalentă a sursei ar fi -10 ohmi.

În încheierea acestei secţiuni, să determinăm rezistenţele echivalente diferenţiale ale surselor (ideale) de semnal continuu.

Deoarece tensiunea V_s la poarta unei surse de tensiune continuă rămîne constantă cînd variază curentul prin poartă, rezultă $dV_s = 0$ şi

$$R_{ecv(V)} = dV_s/dI = 0. \qquad (1.23, a)$$

Rezistenţa echivalentă diferenţială a unei surse de tensiune continuă este nulă. Schema echivalentă pentru variaţii de semnal a unei astfel de surse este deci un *scurtcircuit*.

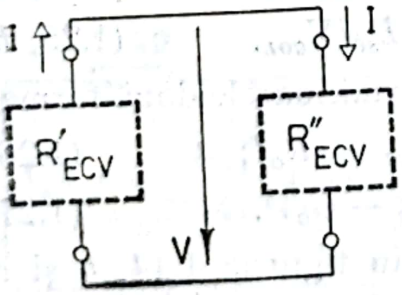


Fig. 1.12. Ilustrarea relaţiei dintre rezistenţele echivalente a doi uniporţi interconectaţi.

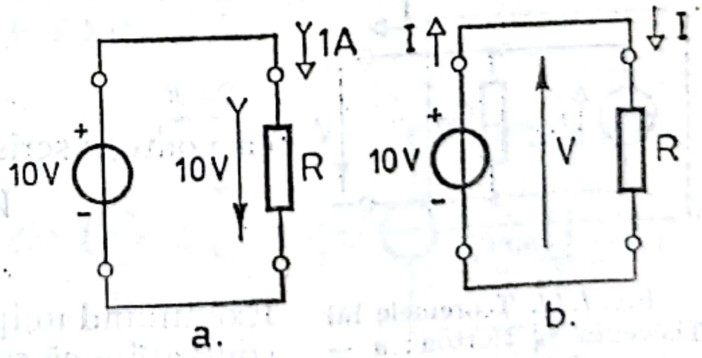


Fig. 1.13. Un caz particular al circuitului din figura 1.12.

Scanned with OKEN Scanner

În virtutea dualității,

$$G_{ech(i)} = \mathrm{d}I_s/\mathrm{d}V = 0, \qquad (1.23, b)$$

schema echivalentă pentru variații a sursei de curent continuu fiind deci un *circuit întrerupt*.

1.7.3. TEOREMELE LUI THÉVENIN ȘI NORTON

Să considerăm din nou un uniport liniar activ (de c.c.), ca la începutul secțiunii precedente. Am arătat acolo că el poate fi înlocuit printr-un uniport echivalent format dintr-un singur element, rezistența echivalentă statică a uniportului dat, și că această rezistență este neliniară. În analiza circuitelor se folosește însă frecvent un alt mod de înlocuire, în care uniportul echivalent este liniar dar se compune din două elemente, o rezistență liniară și o sursă (ideală) de semnal.

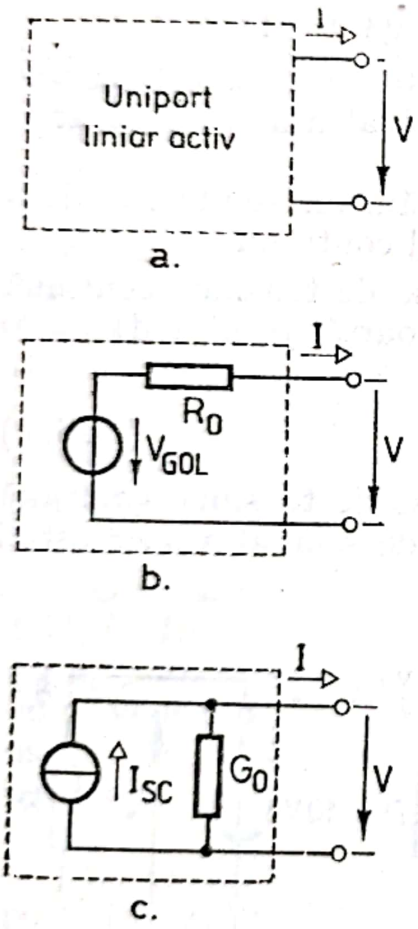


Fig. 1.14. Teoremele lui Thévenin și Norton: *a* — uniport liniar activ oarecare; *b* — sursa Thévenin echivalentă; *c* — sursa Norton echivalentă.

Fie un uniport liniar activ oarecare și sensurile pozitive ale semnalelor I și V la poarta sa asociate după convenția circuitelor generatoare (figura 1.14, *a*). În cazul acesta caracteristica statică este o dreaptă de pantă negativă, de exemplu ca în figura 1.15. Pentru $V = 0$ — mers în scurtcircuit — curentul are valoarea I_{sc}, iar pentru $I = 0$ — mers în gol — tensiunea are valoarea V_{GOL}.

Ecuația prin tăieturi a caracteristicii statice este

$$\frac{V}{V_{GOL}} + \frac{I}{I_{SC}} = 1. \qquad (1.24)$$

Dacă notăm

$$R_o =: V_{GOL}/I_{SC}, \qquad (1.25, a)$$

$$G_o =: I_{SC}/V_{GOL}, \qquad (1.25, b)$$

ea poate fi scrisă sub următoarele două forme:

$$V = V_{GOL} - R_o I, \qquad (1.26)$$

$$I = I_{SC} - G_o V. \qquad (1.27)$$

Examinînd uniporții din figurile 1.14, *b* și *c*, constatăm că relația dintre semnalele la poarta lor este (1.26), respectiv (1.27). Ei sînt deci echivalenți cu uniportul considerat. Redăm teoremele corespunzătoare.

Scanned with OKEN Scanner

Teorema lui Thévenin. Un uniport liniar activ oarecare este echivalent cu un uniport format dintr-o sursă de tensiune, avînd tensiunea la borne V_{GOL}, înseriată cu o rezistenţă liniară de valoare R_o.

Vom numi *sursă Thévenin* schema din figura 1.14. *b*.

Teorema lui Norton. Un uniport liniar activ oarecare este echivalent cu un uniport format dintr-o sursă de curent, avînd curentul la borne I_{SC}, legată în paralel cu o conductanţă liniară de valoare G_o.

Vom numi *sursă Norton* schema din figura 1.14, *c*.

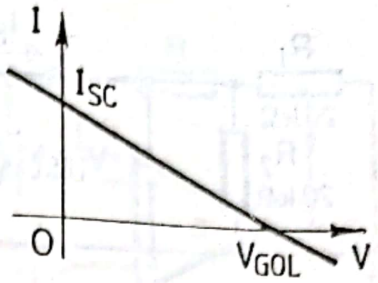


Fig. 1.15. Caracteristică statică a unui uniport liniar activ (pentru sensuri pozitive ale I şi V asociate după convenţia circuitelor generatoare).

Menţionăm că poarta unui uniport activ se numeşte uneori *poartă de ieşire*, pentru a sublinia faptul că uniportul este folosit, de obicei, pentru a furniza putere către exterior pe la poarta sa. Corespunzător, rezistenţa R_o se numeşte *rezistenţă (statică) de ieşire*. (Litera O folosită ca indice este iniţiala cuvîntului englezesc *output*-ieşire.)

În fine, reamintim că rezistenţa R_o are şi o altă interpretare decît cea care este exprimată prin relaţia (1.25, *a*). Ea este rezistenţa echivalentă a uniportului dat, după ce s-au pasivizat toate sursele din interiorul lui.

Exemplul 1.6. Să aplicăm teoremele lui Thévenin şi Norton uniportului avînd schema din figura 1.16, *a*.

Aplicînd metoda suprapunerii obţinem

$$V_{GOL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_S + \frac{I_S}{G_1 + G_2} = 5\ \text{V} + 10\ \text{V} = 15\ \text{V}.$$

$$I_{SC} = I_S + V_S/R_1 = 1\ \text{mA} + 0{,}5\ \text{mA} = 1{,}5\ \text{mA}.$$

Din relaţiile (1.25) mai obţinem $R_O = 10$ kohmi şi $G_O = 0{,}1$ mS. Sursele echivalente Thévenin şi Norton sînt date în figurile 1.16, *b* şi *c*.

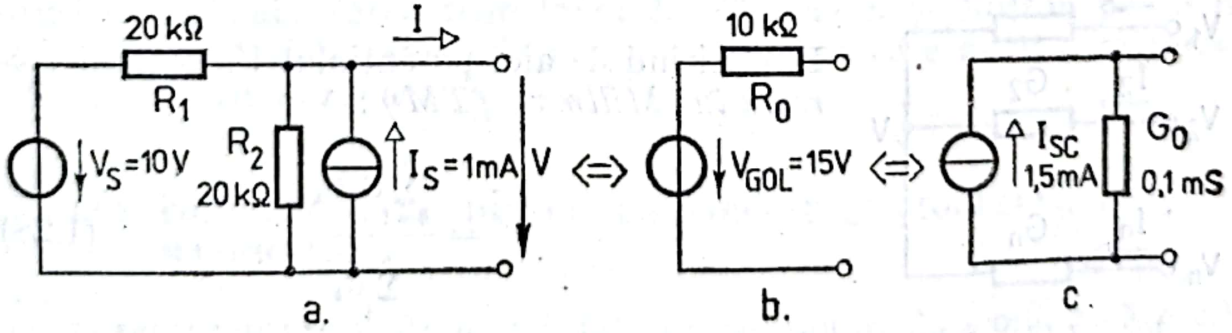


Fig. 1.16. Exemplu de aplicare a teoremelor lui Thévenin şi Norton: *a* — uniportul dat; *b* — sursa Thévenin echivalentă; *c* — sursa Norton echivalentă.

Scanned with OKEN Scanner

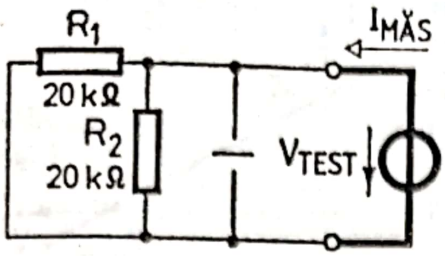


Fig. 1.17. Determinarea rezistenței de ieșire R_O a uniportului din figura 1.22, *a*.

Rezistența de ieșire R_O poate fi determinată și ca rezistență echivalentă a uniportului dat, aplicînd la poarta lui o sursă de tensiune V_{TEST} și calculînd curentul I_{MAS} care rezultă *cu sursele interne pasivizate* (figura 1.17) : $R_O = : V_{TEST}/I_{MAS} =$ = 10 kohmi.

1.7.4. GENERALIZARE PENTRU ALTE FORME DE SEMNAL

Toate rezultatele referitoare la echivalența uniporților care lucrează în curent continuu pot fi transpuse simplu la uniporții care lucrează în curent alternativ sinusoidal, dacă se folosește reprezentarea simbolică în complex. Valorile continue ale semnalelor se înlocuiesc atunci cu valorile eficace complexe, rezistența se înlocuiește cu impedanța, iar conductanța cu admitanța.

Analog, generalizarea pentru forme oarecare ale semnalelor se obține ușor dacă se folosesc transformatele Laplace ale semnalelor, impedanța operațională și admitanța operațională.

1.8. TEOREMA LUI MILLMAN (TM)

Teorema lui Millman exprimă potențialul unui nod al circuitului în funcție de conductanțele laturilor incidente în acel nod și potențialele nodurilor vecine, toate potențialele fiind măsurate față de potențialul unui nod comun de referință.

Fie porțiunea de circuit arătată în figura 1.18. TKI scrisă pentru nodul de potențial V este

$$\sum_{k=1}^{n} G_k(V_k - V) = 0.$$

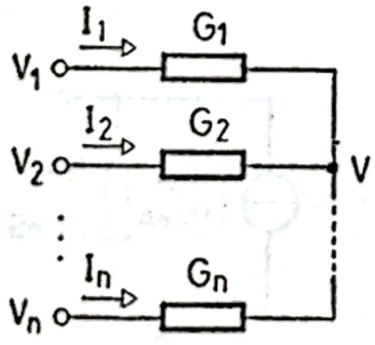


Fig. 1.18. Schemă pentru demonstrarea teoremei lui Millman.

Explicitînd de aici potențialul V, rezultă *teorema lui Millman (TM)* :

$$V = \frac{\sum_{k=1}^{n} G_k V_k}{\sum_{k=1}^{n} G_k}. \qquad (1.28)$$

Exemplul 1.7. Fie schema din figura 1.19, în care triunghiul reprezintă un amplificator operațional. Să

Scanned with OKEN Scanner

aplicăm TM pentru a determina expresia tensiunii de ieşire V_0 în funcţie de tensiunile V_1 şi V_2, aplicate la cele două intrări ale circuitului, şi de rezistenţele R^- şi R.

Admiţînd că amplificatorul operaţional poate fi modelat printr-un amplificator operaţional ideal, rezultă (vezi capitolul 5)

$$I^- = 0, \qquad (1.29, a)$$

$$V_M = V_1, \qquad (1.29, b)$$

unde am notat cu V_M potenţialul punctului M.

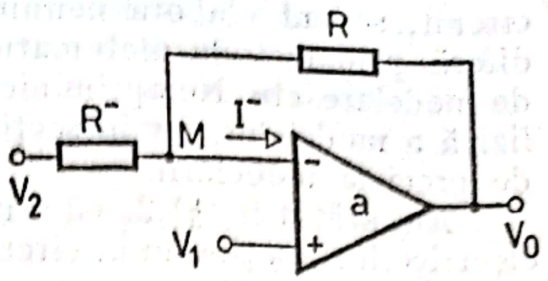


Fig. 1.19. Schemă pentru aplicarea TM.

Relaţia (1.29, *a*) arată că în punctul M sînt legate efectiv numai două laturi, astfel încît TM (1.28) aplicată acestui punct devine

$$V_M = \frac{G^- V_2 + G V_0}{G^- + G}. \qquad (1.30)$$

Ţinînd seama de relaţia (1.29, *b*), obţinem expresia finală

$$V_0 = (1 + RG^-)V_1 - RG^- V_2. \qquad (1.31)$$

1.9. CÎTEVA CONSIDERAŢII GENERALE

1.9.1. DOMENIILE DE APLICARE ALE METODELOR DE ANALIZĂ EXAMINATE

Principiul dualităţii, cele două teoreme ale lui Kirchhoff (TKI şi TKV) şi teorema lui Millman (TM) sînt aplicabile oricăror circuite, liniare sau neliniare.

Metoda suprapunerii efectelor şi teoremele lui Thévenin şi Norton sînt aplicabile numai circuitelor liniare. Fără a intra în detalii, amintim totuşi că aplicabilitatea teoremelor lui Thévenin şi Norton poate fi extinsă parţial şi la circuitele uniport neliniare care au o caracteristică statică cu o zonă rectilinie [5], [6].

1.9.2. CORESPONDENŢA DINTRE UN CIRCUIT ŞI MODELELE LUI MATEMATICE

O reprezentare matematică (algebrică, analitică, geometrică etc.) a relaţiei pe care o stabileşte un circuit între anumite semnale electrice constituie un *model matematic* al circuitului respectiv. Fiind dat un

Scanned with OKEN Scanner

circuit, se pot elabora nenumărate modele matematice ale lui, care diferă prin metoda matematică folosită, semnele termenilor, precizia de modelare etc. Ne oprim aici la unele aspecte legate de interpretarea fizică a modelelor, iar în secţiunea următoare, la unele aspecte legate de precizia modelării.

Am arătat în §1.2. că semnele de operaţie cu care apar semnalele electrice în ecuaţiile unui circuit sînt determinate de sensurile pozitive ale semnalelor. Deoarece sensurile pozitive se aleg arbitrar, rezultă că şi semnele de operaţie sînt arbitrare, în înţelesul că sînt independente de proprietăţile circuitului. Reciproc, cunoaşterea semnelor de operaţie nu ne permite să afirmăm nimic despre proprietăţile circuitului ; pentru a putea interpreta fizic semnele de operaţie este necesar să cunoaştem şi *modul în care au fost alese sensurile pozitive.*

O problemă de finețe a interpretării o constituie stabilirea unei corespondențe corecte între cauzele şi efectele ce se manifestă în circuit, pe de o parte, şi datele şi necunoscutele care intervin în modelul matematic al circuitului, pe de altă parte. În unele situaţii datele reprezintă cauzele — semnalele aplicate circuitului — iar necunoscutele, efectele care rezultă. Acestea sînt situaţiile care par firești, deoarece cunoaştem cauzele şi vrem să aflăm efectele produse de ele. În alte situaţii, datele şi necunoscutele îşi inversează rolurile între ele, fără însă ca aceasta să însemne că fizic efectele devin cauze, iar cauzele devin efecte. În aceste situaţii cunoaştem efectele produse de anumite cauze necunoscute şi vrem să aflăm cauzele respective. În concluzie, relaţia de la date la necunoscute nu reflectă întotdeauna o relaţie de la cauze la efecte.

În aceeaşi ordine de idei amintim şi faptul că modelul matematic al unui circuit poate fi supus oricăror operaţii permise în matematică fără a-şi pierde semnificaţia fizică iniţială, chiar dacă nu se poate găsi o interpretare fizică directă pentru fiecare pas de calcul.

1.9.3. MODELE IDEALE

Studierea unui fragment de realitate — obiectul de studiat — presupune întotdeauna luarea în considerare numai a anumitor laturi ale acelui obiect. Ceea ce se studiază este deci o abstracţiune, în sensul că neglijează o serie de laturi mai puţin semnificative. Se spune că înlocuim obiectul de studiat cu un *model* al său, iar prin această înlocuire introducem în mod necesar unele aproximaţii. Scopul modelării şi, implicit, al aproximării corespunzătoare este de a simplifica studiul, care nu ar putea fi abordabil dacă ne-am propune să ţinem seama de absolut toate laturile obiectului de studiat. Gradul de aproximare şi,

Scanned with OKEN Scanner

deci, de simplificare introdus prin modelare se stabileşte în fiecare caz în parte în funcţie de scopul studiului, care determină unde se află compromisul optim între o precizie ridicată, însoţită de o complexitate ridicată a studiului, şi o precizie mai scăzută, dar uşor de atins datorită simplificărilor introduse.

Pentru a sesiza mai clar şi mai uşor proprietăţile esenţiale ale unor circuite, în lucrarea de faţă vom înlocui adeseori aceste circuite prin modele numite ideale. Deşi vom da pentru fiecare caz particular definiţia corespunzătoare la momentul cuvenit, precizăm aici care este trăsătura comună oglindită prin epitetul „ideal".

Numim *model ideal* al unui circuit modelul simplificat pînă la limită, în înţelesul că, dintre toţi parametrii de circuit care îi descriu proprietăţile, cel mult unul are valoarea numerică diferită de valorile limită zero şi infinit.

De exemplu, sursa *ideală* de tensiune este o sursă Thévenin avînd rezistenţa de ieşire $R_o = 0$; deoarece sursa Thévenin nu are alţi parametri de circuit (tensiunea ei este un parametru de semnal), sursa ideală de tensiune nu are nici un parametru finit şi nenul.

Un alt exemplu îl constituie sursa (*ideală*) de tensiune comandată prin tensiune (vezi capitolul 3), care are amplificarea în tensiune finită şi nenulă, iar rezistenţa de intrare, infinită, cea de ieşire, nulă, banda de frecvenţe de trecere, infinită etc.

1.10. CONVENŢII PENTRU NOTAŢII ŞI SIMBOLURI GRAFICE

În încheierea acestui capitol introductiv prezentăm convenţiile referitoare la limbajul literal şi grafic pe care îl vom folosi în capitolele următoare. Pentru notaţiile literale ne bazăm pe recomandările Comisiei Electrotehnice Internaţionale, cuprinse în publicaţia C.E.I. numărul 148 [7].

1.10.1. NOTAŢII PENTRU SEMNALE ELECTRICE

Orice semnal electric se notează printr-un simbol literal şi unul sau mai mulţi indici. Atît simbolul cît şi indicii au o dublă semnificaţie, prin numele literei şi prin caracterul literei (literă majusculă sau minusculă).

Scanned with OKEN Scanner

Numele literei folosite ca simbol arată natura fizică a semnalului: i sau I pentru intensitatea curentului, v sau V pentru tensiune.

Numele literelor folosite ca indici precizează condițiile de măsurare sau definire a semnalelor: locul din circuit, starea circuitului, felul valorii (valoare medie, maximă etc.). De exemplu, A sau a înseamnă anod, I sau i înseamnă intrare, *max* înseamnă valoare maximă, S sau s înseamnă scurtcircuit sau sursă, L sau l înseamnă sarcină (inițiala cuvîntului englezesc *load* — sarcină) etc.

Caracterul literelor are următoarele semnificații. Simbolul imprimat cu caracter majuscul arată o valoare constantă în timp (curent continuu, tensiune continuă etc.) sau o valoare caracteristică a unui semnal variabil în timp (valoare maximă, medie, eficace etc.). Simbolul imprimat cu caracter minuscul arată valoarea instantanee a unei mărimi variabile în timp. Indicele majuscul arată o valoare totală (constantă sau variabilă în timp). Indicele minuscul arată o valoare (constantă sau variabilă în timp) a componentei variabile a unui semnal.

Considerînd, de exemplu, curentul de drenă al unui tranzistor cu efect de cîmp, cele patru combinații posibile de caractere ale simbolului și indicelui sînt:

I_D — valoare constantă totală, numită *valoarea statică*; este valoarea curentului în regim static (regim de curent continuu).

i_D — *valoarea instantanee totală*; combinația simbol minuscul-indice majuscul reprezintă *notația generică* folosită pentru un semnal.

I_d — *valoarea eficace a componentei variabile* a curentului de drenă.

i_d — *valoarea instantanee a componentei variabile* a curentului de drenă; ea este egală prin definiție cu diferența dintre valoarea instantanee totală și valoarea statică

$$i_d =: i_D - I_D. \tag{1.32}$$

În cazurile în care este necesar un număr mai mare de notații, se adaugă notațiilor de mai sus indici suplimentari: *min* pentru valoarea minimă, *max* pentru valoarea maximă, 0 pentru valoarea medie etc.

Componenta alternativă a unui semnal periodic este egală prin definiție cu diferența dintre valoarea instantanee totală și valoarea medie totală; simbolul ei are indicele suplimentar $\sim$. Astfel, pentru curentul de drenă

$$i_d =: i_D - I_{D0} \tag{1.33}$$

și rezultă că valoarea medie a componentei alternative este nulă.

***Exemplul* 1.8.** În figura 1.20 este ilustrată aplicarea unora dintre regulile de notare a semnalelor. S-a considerat curentul de drenă al unui tranzistor cu efect de

Scanned with OKEN Scanner

cîmp, pentru cazul că pînă la momentul $t = t_0$ circuitul se află în regim static, iar apoi trece în regim variabil. Valorile medii, minime și maxime sînt definite pentru regimul variabil.

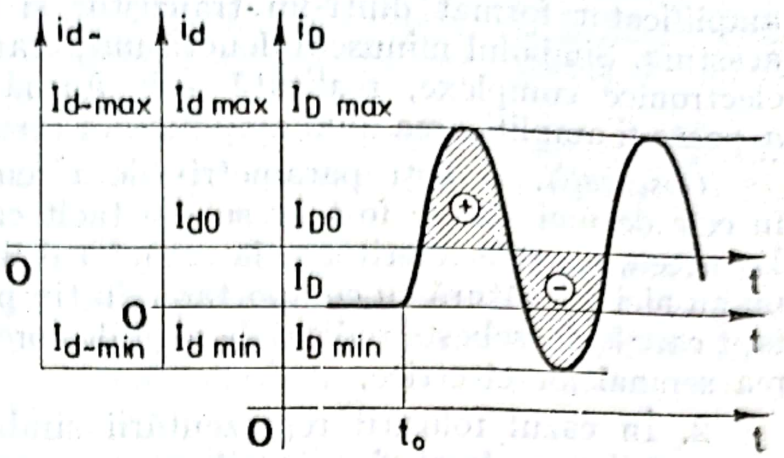


Fig. 1.20. Ilustrarea unor reguli de notare a semnalelor electrice.

1.10.2. NOTAȚII PENTRU PARAMETRI DE CIRCUIT

Orice parametru de circuit se notează printr-un simbol literal și unul sau mai mulți indici. Atît simbolul cît și indicii au o dublă semnificație, prin numele literei și prin caracterul literei (literă majusculă sau minusculă).

Numele literei folosită ca simbol arată natura sau sensul fizic al parametrului de circuit: A sau a — amplificare, C — capacitate, R sau r — rezistență etc.

Numele literelor folosite ca indici precizează condițiile de măsurare sau definire a parametrilor de circuit: locul sau componenta de circuit, starea circuitului, dimensiunile. Se folosesc în general aceleași litere ca și pentru indicii simbolurilor semnalelor electrice.

Caracterul literelor are următoarele semnificații. Simbolul majuscul denotă un parametru al circuitului electric; de exemplu, R_D este rezistența componentei electrice legate la borna de drenă a unui tranzistor. Simbolul minuscul denotă un parametru al unui dispozitiv electronic; de exemplu, r_{CE} este rezistența unui tranzistor bipolar între colectorul și emitorul lui. Indicele majuscul denotă un *parametru static*, adică un parametru măsurat în regim static (regim de curent continuu) sau pentru variații lente și mari ale semnalelor; de exemplu, r_{CE} este rezistența statică colector-emitor a unui tranzistor bipolar. Indicele minuscul denotă un *parametru diferențial*, adică un parametru definit matematic prin raportul diferențialelor semnalelor electrice respective; de exemplu, $r_{ce} =: \partial v_{CE}/\partial i_C$ este rezistența diferențială colector-emitor a unui tranzistor bipolar.

În anumite situații, pe care le vom specifica de fiecare dată, caracterul literelor mai poate avea următoarele semnificații. Simbolul majuscul denotă un parametru al unui circuit format din componente electrice și electronice, considerat în ansamblul său; de exemplu, R_i poate fi rezistența diferențială de intrare a unui etaj

Scanned with OKEN Scanner

amplificator format dintr-un tranzistor şi circuitul electric exterior acestuia. Simbolul minuscul denotă un parametru al unei componente electronice complexe, realizată sub formă integrată; de exemplu, *a* poate fi amplificarea unui amplificator operaţional integrat.

Observaţii. 1. Toţi parametrii de circuit la care ne-am referit în cele de mai sus au fost presupuşi tacit ca fiind constanţi în timp. De aceea, regulile referitoare la caracterul literelor cu care sînt notaţi nu au nici o legătură cu comportarea în timp a parametrilor de circuit, fapt care le deosebeşte radical de regulile corespunzătoare privind notarea semnalelor electrice.

2. În cazul folosirii reprezentării simbolice în complex, pentru parametrii complecşi de circuit şi de semnal se utilizează aceleaşi notaţii ca şi pentru cei reali, însă subliniate cu o linie; notaţia nesubliniată reprezintă atunci modulul parametrului complex respectiv.

1.10.3. SIMBOLURI GRAFICE

Se numeşte *schemă de principiu* a unui montaj electronic desenul care reprezintă modul de interconectare a pieselor care alcătuiesc acel montaj (topologia montajului), folosind în acest scop simboluri grafice convenţionale.

Se numeşte *componentă de circuit* orice piesă constructiv distinctă care intră în alcătuirea unui circuit (montaj). O componentă are întotdeauna mai multe proprietăţi fizice; de exemplu, componenta folosită pentru proprietatea de rezistenţă electrică prezintă şi proprietăţi de inductanţă şi capacitate electrică.

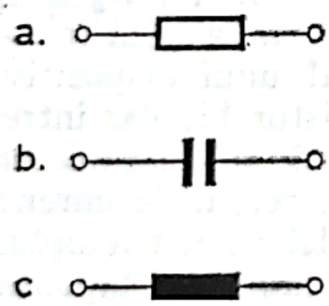


Fig. 1.21. Simbolurile grafice ale componentelor pasive simple de circuit şi ale elementelor corespunzătoare: *a* — rezistorul şi rezistenţa; *b* — condensatorul şi capacitatea; *c* — bobina şi inductanţa.

Se numeşte *element de circuit* o abstracţiune care oglindeşte o singură proprietate a unei componente de circuit. Elementele nu pot deci apărea ca piese constructiv distincte într-un montaj, ci intervin numai în descrierea lui teoretică.

Elementul corespunzător proprietăţii electrice principale a unei componente constituie modelul cel mai simplu posibil al componentei respective, deoarece reprezintă o primă aproximaţie a funcţionării sale. Spre exemplu, *rezistenţa* este proprietatea principală a componentei numită *rezistor*, *capacitatea* — a *condensatorului* şi *inductanţa* — a *bobinei*.

Simbolurile grafice folosite pentru cele trei componente pasive simple de circuit (rezistorul,

Scanned with OKEN Scanner

condensatorul și bobina), care coincid respectiv cu simbolurile grafice ale elementelor corespunzătoare (rezistența, capacitatea și inductanța) sînt arătate în figura 1.21.

Simbolurile grafice ale celor două elemente active de circuit, sursa de tensiune și sursa de curent, au fost date în figura 1.5 din paragraful 1.4.

Pentru a face posibilă analiza funcționării unui montaj electric sau electronic, este necesară completarea schemei sale de principiu cu simbolurile grafice care precizează sensurile pozitive alese pentru semnalele electrice. Aceste simboluri au fost prezentate în paragraful 1.2.

O tratare mai amănunțită a problemelor referitoare la convențiile pentru notații și simboluri grafice se găsește, de pildă, în lucrarea [8].

BIBLIOGRAFIE

1. Ghircoiașiu, N. V., Miron, C. *Grafuri de fluență și aplicații în tehnică.* București, Editura tehnică, 1974.
2. Simonyi, K. *Electrotehnica teoretică.* București, Editura tehnică, 1974.
3. Simion, E., Gligor, T. D., Mîndru, Gh. *Bazele electrotehnicii. Curs, vol. II. Teoria circuitelor electrice liniare în regim permanent.* Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1976.
4. Miron, C. *Dispozitive electronice.* Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1979.
5. Miron, C. *Generalization of Thévenin's Theorem.* Electronic Engng. (Letters to the Editor) 41 (1969), 495, 92—93.
6. Miron, C. *Asupra echivalenței la borne a dipolilor electrici.* Electrotehnica 18 (1970), 6, 221—225.
7. Vătășescu, A., Sinnreich, H. ș.a. *Circuite cu semiconductoare în industrie. Apmlificatoare și oscilatoare.* București, Editura tehnică, 1971.
8. Miron, C. *Circuite electronice.* Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1980.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL 2

NOȚIUNI GENERALE

În acest capitol prezentăm o serie de noțiuni larg folosite în studiul circuitelor electronice. Ele sînt grupate în jurul noțiunilor fundamentale de cuadripol diport, amplificator electronic și răspuns la frecvență.

2.1. CUADRIPOLI DIPORȚI LINIARI

Am arătat în paragraful 1.4 că poarta este o grupare de borne de acces pentru care suma algebrică a curenților care intră prin borne este nulă. Ca și acolo, vom numi simplu poartă cazul particular în care gruparea se reduce la o pereche de borne.

Cuadripolul general este o rețea ale cărei elemente nu prezintă cuplaje inductive cu exteriorul și care are patru borne de acces. *Cuadripolul diport* este un cuadripol cu bornele grupate în două porți, așa cum se arată în figura 2.1. Fiecare poartă este caracterizată de o tensiune (tensiunea între bornele ei) și un curent (conform definiției porții, curentul care intră prin una din bornele ei este egal cu curentul care iese prin cealaltă bornă). În descrierea ca diport a unei astfel de rețele intervin deci patru semnale, *două tensiuni și doi curenți*.

În electronică se întîlnesc foarte des rețele sau componente care au trei borne de acces (cazul tranzistoarelor este tipic) și care nu prezintă cuplaje inductive cu exteriorul. Acestea vor fi conectate de obicei astfel încît să poată fi considerate ca diporți, după cum se arată în figura 2.2.

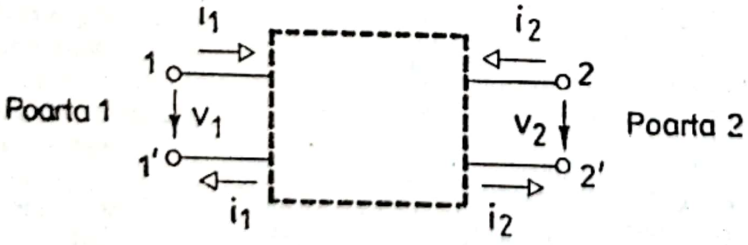


Fig. 2.1. Cuadripol diport.

Un cuadripol diport — numit pe scurt diport — este folosit ast-

fel încît la una dintre porți se comportă ca receptor de putere, iar la cealaltă, ca generator de putere (la prima poartă se conectează o sursă, iar la a doua, o sarcină, diportul transmițînd putere și/sau informație de la sursă la sarcină). Poarta receptoare se numește *poartă de intrare*, iar cea generatoare, *poartă de ieșire*. Corespunzător, semnalele se numesc *tensiune și curent de intrare* (v_i și i_i), respectiv *tensiune și curent de ieșire* (v_o și i_o, unde indicele este inițiala cuvîntului englezesc *output* — *ieșire*).

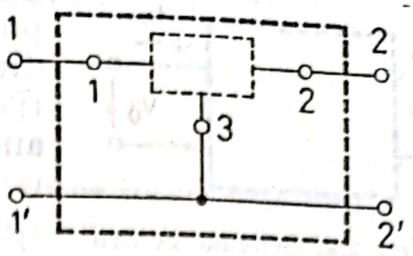


Fig. 2.2. Rețea cu trei borne privită ca diport.

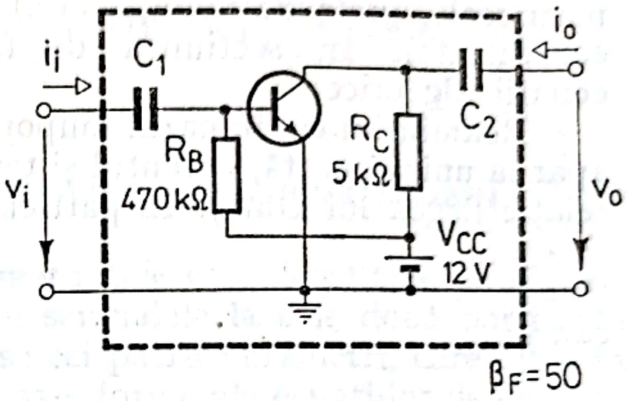


Fig. 2.3. Etaj amplificator cu tranzistor bipolar conectat cu emitorul comun (EC), privit ca diport.

Proprietatea de diport a unui cuadripol depinde nu numai de structura sa internă, ci și de structura rețelelor exterioare la care este conectat [1], [2]. De aceea, este important ca în fiecare aplicație să se verifice pentru fiecare poartă dacă este satisfăcută condiția de definiție, adică egalitatea dintre curentul care intră printr-o bornă a porții și cel care iese prin cealaltă bornă a ei. Această condiție este totdeauna satisfăcută dacă rețelele conectate la cele două porți sînt izolate una de alta. (În cazul diporților cu numai trei borne distincte — figura 2.2 — rețelele pot avea un punct comun și numai unul, dar acesta trebuie conectat la bornele nedistincte 1′ și 2′.)

În figura 2.3 este arătată schema de principiu a unui diport electronic tipic, un etaj amplificator cu tranzistor bipolar conectat cu emitorul comun ; se observă că el corespunde cazului din figura 2.2.

2.1.1. DESCRIEREA CANTITATIVĂ A DIPORȚILOR LINIARI

De aici înainte ne vom limita la discutarea proprietăților pentru variații ale diporților liniari, în analiza cărora intervin deci componentele variabile ale semnalelor. Conform convențiilor din secțiunea 1.10.1, vom folosi pentru aceste componente notația cu simbol minus-

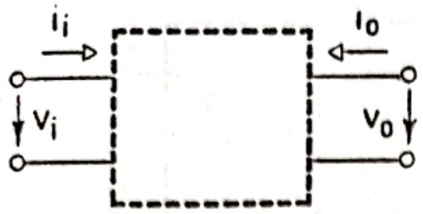


Fig. 2.4. Schema pentru descrierea proprietăților pentru variații ale diporților.

cul și indice minuscul. Alegînd sensurile pozitive ca în figura 2.1, rezultă schema din figura 2.4, în care se observă că sensurile curentului și tensiunii sînt asociate, la ambele porți, după convenția circuitelor receptoare. (Din motive evidente, se mai spune că se lucrează cu „sensuri pozitive simetrice".)

Pentru descrierea cantitativă a proprietăților diporților, la cele două porți ale lor, se folosesc atît modele matematice (ecuații algebrice, ecuații matriceale, grafe de fluență etc.) cît și modele electrice (scheme echivalente). În secțiunea de față vom examina descrierea prin ecuații algebrice.

Reamintim că, în cazul uniporților liniari, cele două semnale care apar la unica poartă, curentul și tensiunea, sînt legate printr-o singură relație (legea lui Ohm). În particular, pentru o rezistență, ea se scrie

$$v = Ri \tag{2.1, a}$$

sau

$$i = \frac{1}{R} v, \tag{2.1, b}$$

dacă $R \neq 0$. Din punct de vedere matematic, în prima relație curentul este variabila independentă și tensiunea, variabila dependentă; în relația a doua tensiunea este variabila independentă, iar curentul, variabila dependentă.

În cazul diporților, există două relații independente care leagă cele patru semnale: tensiunile v_i și v_o și curenții i_i și i_o. Deoarece dintre patru variabile se pot alege două ca variabile independente în $C_4^2 = 6$ moduri diferite, există șase moduri diferite de scriere a celor două relații. Dintre ele, următoarele trei au o răspîndire mai mare în electronică:

— descrierea prin *parametrii z* (impedanțe de mers în gol)

$$\begin{aligned} v_i &= z_i i_i + z_r i_o, \\ v_o &= z_f i_i + z_o i_o; \end{aligned} \tag{2.2, a}$$

— descrierea prin *parametrii y* (admitanțe de mers în scurtcircuit)

$$\begin{aligned} i_i &= y_i v_i + y_r v_o, \\ i_o &= y_f v_i + y_o v_o; \end{aligned} \tag{2.2, b}$$

Scanned with OKEN Scanner

— descrierea prin *parametrii h* (parametri hibrizi)

$$\begin{aligned} v_i &= h_i i_i + h_r v_o, \\ i_o &= h_f i_i + h_o v_o. \end{aligned} \qquad (2.2, c)$$

Celelalte trei moduri pot fi găsite în orice lucrare de teoria circuitelor electrice, de exemplu [1], [2], [3].

După cum se observă din cele de mai sus, coeficienţii care intervin în ecuaţii poartă numele generic de *parametrii diportului*. Specificarea tipului de parametri corespunzător fiecărui mod de descriere rezultă din sensul lor fizic, aşa cum se arată în secţiunea următoare.

În paragraful 3.4 vom prezenta descrierea diporţilor prin scheme electrice echivalente.

2.1.2. SENSUL FIZIC AL PARAMETRILOR DIPORŢILOR LINIARI

Indiferent de complexitatea unei reţele care constituie un diport, comportarea sa în ceea ce priveşte semnalele la cele două porţi este complet determinată dacă se cunosc cei patru parametri, care intră în ecuaţiile de diport (în una din cele şase forme ale ecuaţiilor de diport). Ei pot fi calculaţi, dacă se cunoaşte configuraţia internă a diportului, sau pot fi determinaţi experimental, prin patru măsurări, făcute în condiţii limită de încărcare la poarta de intrare sau de ieşire.

Sensul fizic al parametrilor diporţilor rezultă din ecuaţiile lor de descriere. De exemplu, dacă în prima dintre ecuaţiile (2.2, *a*) se înlocuieşte $i_o = 0$, condiţie care înseamnă lăsarea porţii de ieşire în gol, se obţine

$$z_i = : \frac{v_i}{i_i}\bigg|_{i_o=0}. \qquad (2.3, a)$$

Parametrul z_i se numeşte *impedanţa de intrare cu ieşirea în gol.*

Dacă se înlocuieşte în aceeaşi ecuaţie $i_i = 0$, condiţie care înseamnă lăsarea porţii de intrare în gol, se obţine

$$z_r = : \frac{v_i}{i_o}\bigg|_{i_i=0}. \qquad (2.3, b)$$

Parametrul z_r se numeşte *impedanţa de transfer invers*[1] (de la ieşire la intrare) *cu intrarea în gol.*

[1] Indicele *r* este iniţiala cuvîntului englezesc *reverse* — opus, invers.

Scanned with OKEN Scanner

A doua dintre ecuațiile (2.2, *a*) conduce la definițiile

$$z_f =: \left.\frac{v_o}{i_i}\right|_{i_o=0}, \qquad (2.3, c)$$

$$z_o =: \left.\frac{v_o}{i_o}\right|_{i_i=0}. \qquad (2.3, d)$$

Parametrii z_f și z_o se numesc respectiv *impedanța de transfer direct*[1] *cu ieșirea în gol* și *impedanța de ieșire cu intrarea în gol.*

Ecuațiile (2.2, *b*) fiind duale ecuațiilor (2.2, *a*), relațiile de definiție ale parametrilor *y* se obțin transpunînd prin dualitate relațiile (2.3).

Procedînd ca mai sus, din ecuațiile (2.2, *c*) rezultă definițiile

$$h_i =: \left.\frac{v_i}{i_i}\right|_{v_o=0}, \qquad (2.4, a)$$

$$h_r =: \left.\frac{v_i}{v_o}\right|_{i_i=0}, \qquad (2.4, b)$$

$$h_f =: \left.\frac{i_o}{i_i}\right|_{v_o=0}, \qquad (2.4, c)$$

$$h_o =: \left.\frac{i_o}{v_o}\right|_{i_i=0}. \qquad (2.4, d)$$

Parametrii h_i, h_r, h_f și h_o se numesc respectiv [4] *impedanța de intrare cu ieșirea în scurtcircuit, factorul de transfer invers în tensiune cu intrarea în gol, factorul de transfer direct în curent cu ieșirea în scurtcircuit* și *admitanța de ieșire cu intrarea în gol.* Definițiile parametrilor *h* justifică denumirea de „hibrizi", prin faptul că ei nu au toți aceleași dimensiuni (h_i este o impedanță, h_r și h_f sînt adimensionali, iar h_o este o admitanță) și condițiile de măsurare nu sînt aceleași pentru toți (h_i și h_f se măsoară în scurtcircuit, iar h_r și h_o, în gol).

Vom preciza acum două aspecte importante. În primul rînd, observăm că variabilele independente intervin în toate relațiile de definiție la numitor și numai la numitor (curenții i_i și i_o la parametrii *z*, curentul i_i și tensiunea v_o la parametrii *h*). Din punct de vedere fizic, variabilă independentă înseamnă în acest context variabilă care nu este determinată de diport, ci este aplicată din afara lui. Prin urmare, *indicele semnalului care apare la numitorul unei relații de definiție indică poarta la care trebuie aplicată o sursă de semnal*, adică poarta

[1] Indicele *f* este inițiala cuvîntului englezesc *forward* — înainte, direct.

Scanned with OKEN Scanner

folosită ca poartă de intrare în măsurarea parametrului definit de acea relație. (Tipul de sursă aplicată, de tensiune sau de curent, nu are importanță decît din punctul de vedere al comodității calculului, în cazul în care măsurarea este simulată prin calcul; evident, se poate aplica și o sursă oarecare, cu impedanța de ieșire finită și nenulă, dar se complică calculele.) Pentru ilustrare, în figura 2.5 sînt date cîte două scheme de măsurare pentru parametrii h_i și h_r. Schemele din figura 2.5, *c* și *d* justifică și denumirea de parametru de transfer *invers* pentru h_r: în măsurarea lui rolurile porților sînt inversate între ele, cea de ieșire fiind folosită ca intrare, iar cea de intrare, ca ieșire, astfel încît diportul transmite semnalul de la ieșire la intrare, deci în sens *invers* sensului normal sau direct.

În al doilea rînd, deoarece discutăm proprietățile pentru variații ale diporților, așa cum am spus la începutul secțiunii 2.1.1, parametrii care intervin sînt *parametrii pentru variații* sau *parametrii diferențiali*; conform convențiilor de notare, indicele este minuscul. Așa stînd lucrurile, înțelegerea în sens strict a condițiilor de mers în scurtcircuit sau în gol (vezi figura 2.5) este însă prea severă. În general, semnalele la cele două porți pot avea o componentă continuă (statică) și una variabilă; ori, condițiile de definiție se referă numai la componenta variabilă, astfel încît componenta continuă nu este necesar să fie anulată. Mai mult, așa cum vom arăta mai departe, în cazul măsurării para-

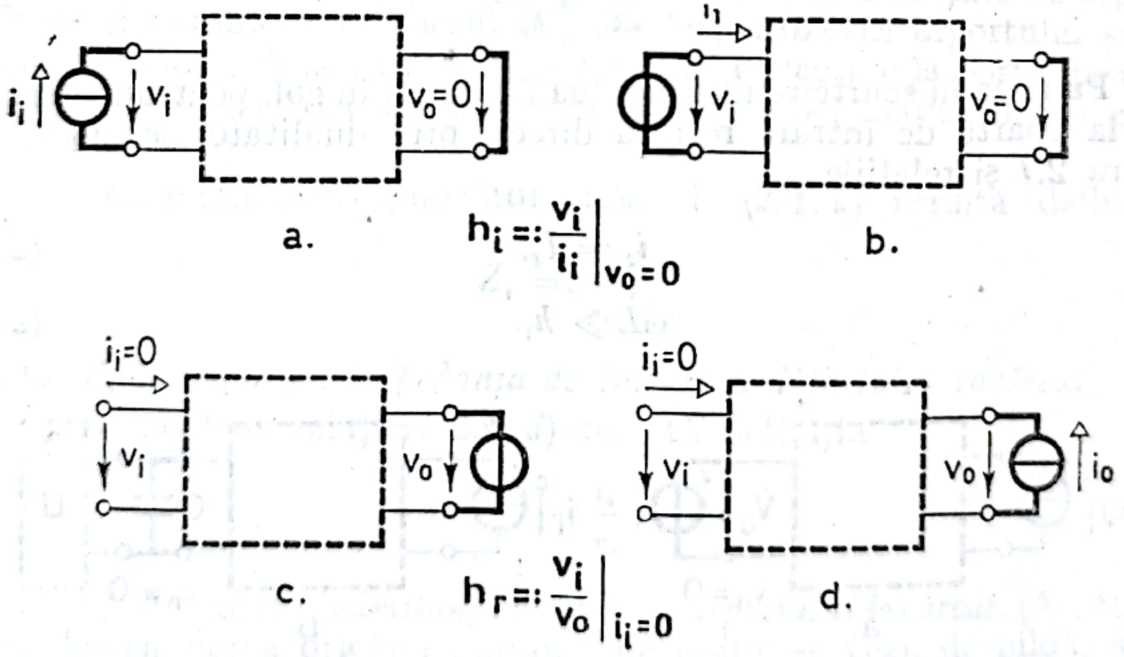


Fig. 2.5. Măsurarea unor parametri hibrizi ai unui diport general: *a, b* — impedanța de intrare cu ieșirea în scurtcircuit, h_i; *c, d* — factorul de transfer invers cu intrarea în gol, h_r.

Scanned with OKEN Scanner

metrilor pentru variaţii ai unui dispozitiv electronic (de exemplu, un tranzistor), componentele continue ale semnalelor *trebuie* să fie nenule.

Pentru simplitatea exprimării, să admitem situaţia în care componentele variabile sînt alternative. Valoarea instantanee totală a tensiunii de ieşire avînd expresia

$$v_0 = V_0 + v_o, \tag{2.5}$$

punerea în scurtcircuit a porţii de ieşire ($v_o = 0$) conduce la

$$v_0 = V_o. \tag{2.6}$$

Ultima relaţie reprezintă *condiţia generală de scurtcircuit pentru variaţii* la poarta de ieşire. Ea poate fi realizată în două feluri: unul, prin aplicarea la poarta de ieşire a unei surse de tensiune continuă, care asigură valoarea statică necesară V_o şi care, prin definiţie, nu permite variaţii de tensiune la bornele ei (figura 2.6, *a*); al doilea, prin legarea în paralel cu poarta de ieşire (şi cu uniportul oarecare U ce se află eventual conectat la ea) a unei capacităţi C, a cărei reactanţă la frecvenţa componentei alternative să fie un scurtcircuit (figura 2.6, *b*). În practică, dacă ω este pulsaţia componentei alternative, este suficient ca [5]

$$\frac{1}{\omega C} \ll \frac{1}{h_o}. \tag{2.7}$$

Punerea în scurtcircuit fiind dual㠹 punerii în gol, pentru mersul în gol la poarta de intrare rezultă direct, prin dualitate, schemele din figura 2.7 şi relaţiile

$$i_I = I_I, \tag{2.6'}$$

$$\omega L \gg h_i. \tag{2.7'}$$

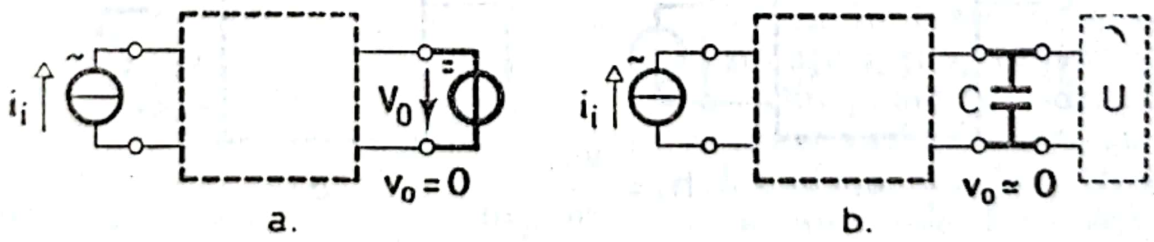
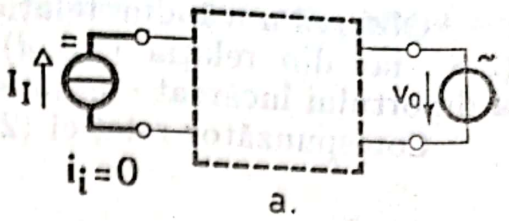


Fig. 2.6. Realizarea condiţiei de scurtcircuit pentru variaţii la poarta de ieşire a unui diport: *a* — cu sursă de tensiune continuă; *b* — cu o capacitate de valoare mare în paralel.

Scanned with OKEN Scanner

În încheierea acestor considerații menționăm că nu orice diport particular admite descrierea prin toate tipurile de parametri, dar admite descrierea prin cel puțin un tip de parametri.



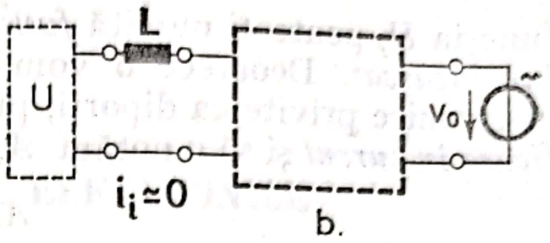


Fig. 2.7. Realizarea condiției de mers în gol pentru variații la poarta de intrare a unui diport: *a* — cu sursă de curent continuu; *b* — cu o inductanță de valoare mare în serie.

2.1.3. DIPORTUL ÎNCĂRCAT. FUNCȚII DE DIPORT

Ca și pînă aici, examinăm comportarea diporților la variații (componente variabile) ale semnalelor.

Dacă cele două porți ale unui diport nu sînt puse în gol sau în scurtcircuit, adică impedanțele echivalente (pentru variații) ale rețelelor conectate la porți sînt oarecare — finite și nenule — vom spune că diportul este *încărcat*. Mărimile de circuit analoage parametrilor, determinate pentru diportul încărcat, le vom numi *funcții de diport*. Ele se definesc prin aceleași rapoarte ca și parametrii corespunzători, la care *nu* se adaugă însă condiția de gol sau scurtcircuit. Funcțiile de diport (numite și parametri de lucru) depind de parametrii diportului și de încărcarea lui, dată de impedanțele rețelelor conectate la porți; pentru a le deosebi de parametri, le vom nota cu simbol majuscul în loc de minuscul.

De exemplu, corespunzător relației (2.4, *a*) rezultă definiția

$$Z_i =: \frac{v_i}{i_i}; \tag{2.8}$$

funcția Z_i se numește *impedanța de intrare a diportului încărcat*.

Corespunzător relației (2.4, *d*) rezultă definiția

$$Y_o = : \frac{i_o}{v_o}; \tag{2.9}$$

funcția Y_o se numește *admitanța de ieșire a diportului încărcat*. (Atenție! Ca la determinarea oricărei imitanțe de ieșire — vezi, de pildă, secțiunea 1.7.3 — funcția Y_o este definită cu toate sursele interne circuitului privit la poarta de ieșire, pasivizate; se pasivizează deci atît sursele care aparțin diportului, cît și cele aplicate la intrarea lui.)

Scanned with OKEN Scanner

Observăm că din relația (2.3, *a*) rezultă pentru Z_i tot expresia (2.8), iar din relația (2.3, *d*) rezultă pentru impedanța de ieșire Z_o a diportului încărcat o expresie care arată că $Z_o = 1/Y_o$.

Corespunzător relației (2.4, *c*) rezultă definiția

$$H_f =: \frac{i_o}{i_i}; \tag{2.10}$$

funcția H_f poate fi numită *funcția de transfer direct în curent a diportului încărcat*. Deoarece o vom întîlni, de regulă, la amplificatoarele electronice privite ca diporți, preferăm să o numim de pe acum *amplificare în curent* și să o notăm A_i:

$$A_i =: i_o/i_i. \tag{2.10'}$$

Întreaga discuție conduce la concluzia că parametrii de diport reprezintă cazuri particulare, limită, ale funcțiilor de diport. Dacă în expresia unei funcții de diport dăm impedanței de încărcare valoarea zero sau infinit (pentru scurtcircuit, respectiv gol), rezultă parametrul de diport corespunzător.

***Exemplul* 2.1.** **Fie un amplificator realizat cu un tranzistor privit ca diport și descris prin parametrii diferențiali hibrizi (figura 2.8). Pentru impedanța de intrare, admitanța de ieșire și amplificarea în curent ale amplificatorului se obțin expresiile [6]**

$$Z_i = \frac{h_i + \Delta_h R_l}{1 + h_o R_l}, \tag{2.11}$$

$$Y_o = \frac{h_o R_s + \Delta_h}{R_s + h_i}, \tag{2.12}$$

$$A_i = \frac{h_f}{1 + h_o R_l}, \tag{2.13}$$

unde

$$\Delta_h =: h_i h_o - h_f h_r \tag{2.14}$$

este determinantul parametrilor hibrizi.

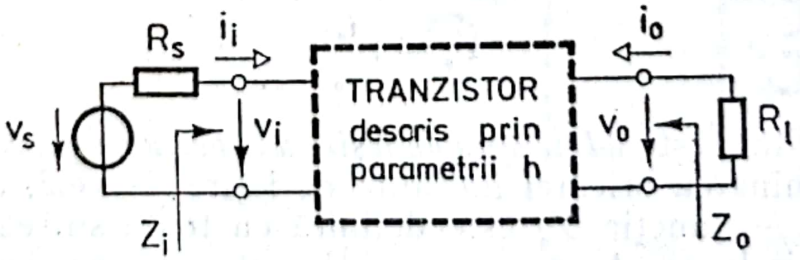


Fig. 2.8. Amplificator cu un tranzistor privit ca diport și descris prin parametrii diferențiali hibrizi.

Scanned with OKEN Scanner

Se vede imediat că aplicarea condițiilor de definire a parametrilor hibrizi din relațiile (2.4) conduce la egalitățile

$$Z_i\Big|_{R_i=0} = h_i,$$

$$Y_o\Big|_{R_s=\infty} = h_o,$$

$$A_i\Big|_{R_i=0} = h_f.$$

2.2. AMPLIFICATOARE ELECTRONICE

Amplificatoarele electronice reprezintă o clasă de circuite electronice cu o diversitate de tipuri și de aplicații aproape nemărginită. De aceea, pentru un cititor nespecializat în electronică, riscul de a se rătăci în hățișul aspectelor particulare este deosebit de mare. Pentru a-l micșora, considerăm utilă o prezentare inițială rezumativă, care să reliefeze aspectele generale, comune tuturor tipurilor de amplificatoare electronice.

2.2.1. NOȚIUNEA DE AMPLIFICATOR ELECTRONIC

Se numește *amplificator electronic* un circuit electronic care dă la ieșire un semnal avînd aceeași formă de variație în timp ca și semnalul aplicat la intrare, însă de putere mai mare. Semnalul aplicat la intrare se numește semnal de intrare sau *excitație*, iar cel obținut la ieșire, semnal de ieșire sau *răspuns*.

Subliniem în mod expres faptul că *definiția amplificatorului electronic se referă la componentele variabile* (variațiile) semnalelor de intrare și de ieșire, neavînd nici o legătură cu valorile lor statice.

Conform definiției, funcționarea unui amplificator este descrisă de relația

$$x_o(t) = A\,x_i(t-\tau), \tag{2.15}$$

unde x_o este răspunsul, x_i — excitația, t — timpul, A (număr real) — amplificarea amplificatorului și τ — un *timp de întîrziere* introdus de amplificator (timpul de trecere a semnalului prin amplificator). Schema bloc corespunzătoare este arătată în figura 2.9.

Așa cum vom stabili mai departe, pentru semnalele variabile un amplificator poate fi privit, de regulă, ca diport. Amplificatorul

Scanned with OKEN Scanner

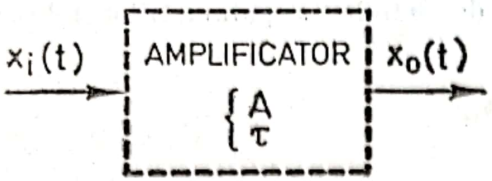


Fig. 2.9. Schema bloc a unui amplificator.

mărește („amplifică") valorile instantanee cel puțin ale unuia dintre cele două semnale de intrare (v_i și i_i), dar astfel încît și puterea la ieșire să fie mai mare decît la intrare. Tocmai *mărirea puterii este trăsătura distinctivă a amplificatorului* și acest fenomen va fi discutat în secțiunea următoare. Un transformator ridicător de tensiune, de pildă, nu este amplificator deși mărește tensiunea aplicată, deoarece puterea la ieșire este mai mică decît puterea absorbită la intrare.

2.2.2. AMPLIFICATORUL — CIRCUIT CU TREI PORȚI (TRIPORT)

Schema electrică din figura 2.10, *a*, deși extrem de simplă, poate să ne conducă la o idee corectă despre structura de bază și principiul de funcționare ale amplificatoarelor electronice. Ea reprezintă un circuit serie format din rezistența r_c a porțiunii dintre capătul superior și cursorul unui reostat cu cursor, rezistența de sarcină R_L și *sursa de alimentare* V_{ALI}, numită astfel fiindcă ea alimentează cu putere electrică circuitul. Valoarea instantanee totală a curentului care trece prin circuit este

$$i_L = \frac{V_{ALI}}{r_c + R_L}. \qquad (2.16)$$

Menținînd neschimbată poziția cursorului, curentul i_L este constant și egal cu valoarea lui statică I_L. Modificînd poziția cursorului, variază valoarea rezistenței r_c înseriate în circuit și, deci, variază curentul i_L: apare o componentă variabilă i_i. Această componentă dezvoltă n sarcina R_L o putere de variații P_i care, evident, provine tot de la

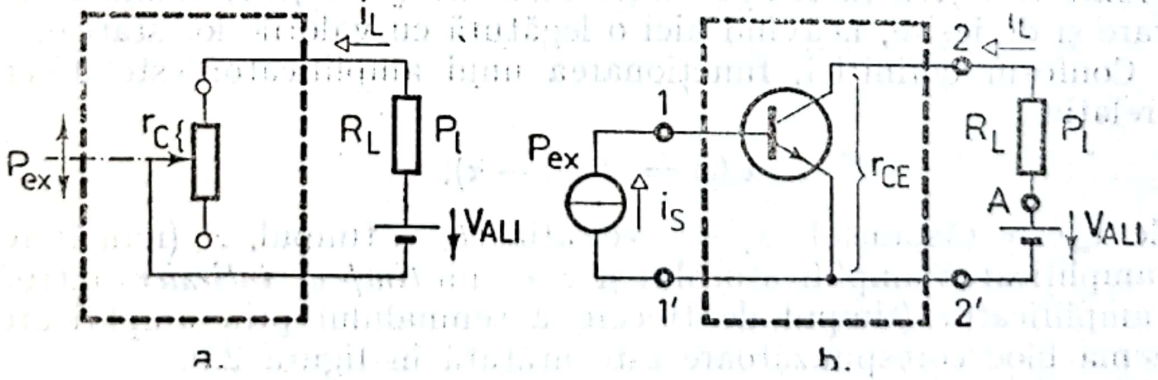


Fig. 2.10. Structura de bază și principiul de funcționare ale amplificatoarelor electronice: *a* — ilustrare schematizată; *b* — amplificator cu tranzistor bipolar.

Scanned with OKEN Scanner

sursa V_{ALI}. (Puterea mecanică P_{ex} consumată pentru deplasarea cursorului nu are cum să se transforme în putere electrică.) Circuitul examinat este un amplificator („mecano-electric") dacă sînt îndeplinite două condiții: 1) valoarea rezistenței r_c variază astfel încît componenta i_1 a curentului are aceeași formă de variație în timp cu „semnalul mecanic" ce comandă modificarea poziției cursorului; 2) puterea de variații P_1, dezvoltată în sarcină de componenta i_1 a curentului, este mai mare decît puterea (mecanică) de excitație P_{ex} consumată pentru deplasarea cursorului.

Circuitul examinat se transformă într-un amplificator electronic dacă se înlocuiește rezistența comandată r_c printr-un dispozitiv electronic comandat. Un exemplu este arătat în figura 2.10, *b*, în care se folosește un tranzistor bipolar; rolul rezistenței r_c revine rezistenței statice colector-emitor a tranzistorului (r_{CE}), a cărei valoare este comandată de curentul de bază. Puterea consumată în circuitul joncțiunii emitoare este puterea de excitație. Realizarea unei amplificări se datorește în principal dispozitivului electronic, care se numește de aceea și *dispozitiv amplificator*.

Schema din figura 2.10, *b* arată că la dispozitivul amplificator sînt conectați trei uniporți: sursa de excitație la bornele 1 și 1', sursa de alimentare la bornele A și 2' și sarcina la bornele 2 și A. Rezultă că schema bloc de conectare a amplificatoarelor electronice are forma generală din figura 2.11, în care *A* reprezintă amplificatorul (în cazul considerat, dispozitivul amplificator).

Amplificatoarele electronice sînt deci circuite cu două porți de intrare și una de ieșire. La o intrare se aplică sursa de alimentare, care este o sursă de semnal continuu. La cealaltă intrare se aplică sursa de excitație, care este o sursă de semnal variabil. La ieșire se leagă sarcina, în care se dezvoltă *puterea utilă* (puterea de variații) P_1.

Menționăm că se numește uzual *intrare*, fără altă precizare, intrarea de excitație.

În esență, un amplificator realizează comanda puterii debitate în sarcină de sursa de alimentare, folosind în acest scop o putere de excitație mult mai mică.

Corespunzător celor două intrări și ieșirii unice spre sarcină, în orice

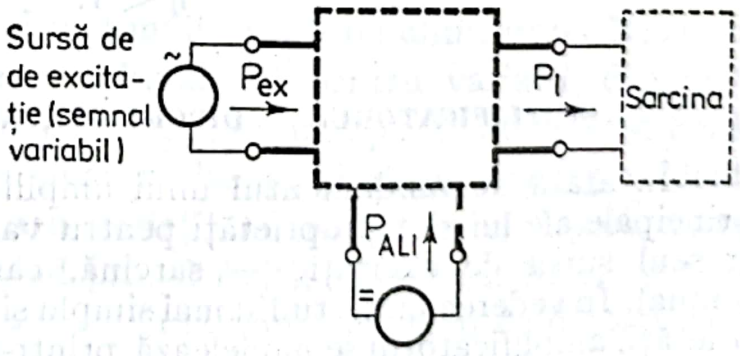


Fig. 2.11. Schema bloc de conectare a amplificatoarelor electronice.

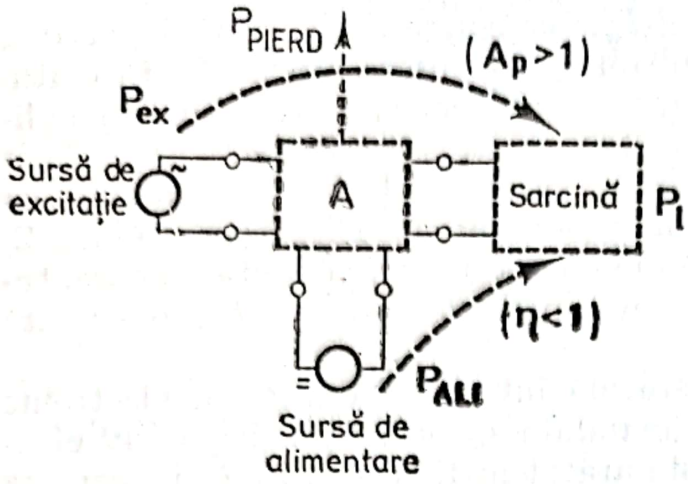


Fig. 2.12. Amplificarea în putere (A_p) și randamentul (η) amplificatoarelor.

amplificator există două trasee principale de circulație a puterii : de la sursa de excitație la sarcină și de la sursa de alimentare la sarcină (figura 2.12). Ele sînt caracterizate din punct de vedere energetic prin amplificarea în putere și, respectiv, randamentul amplificatorului.

Se numește *amplificare în putere* A_p raportul dintre puterea utilă în sarcină și puterea de excitație

$$A_p =: P_i/P_{ex}. \quad (2.17)$$

Conform definiției amplificatoarelor, este totdeauna satisfăcută inegalitatea

$$A_p > 1. \quad (2.18)$$

La ieșire apare deci un plus de putere față de puterea cedată de sursa de excitație, plus care provine de la sursa de alimentare. De obicei $A_p \gg 1$, adică puterea utilă provine practic în întregime de la sursa de alimentare.

Se numește randament η raportul dintre puterea utilă în sarcină și puterea consumată de la sursa de alimentare

$$\eta =: P_i/P_{ALI}. \quad (2.19)$$

Este totdeauna satisfăcută inegalitatea

$$\eta < 1. \quad (2.20)$$

2.2.3. AMPLIFICATORUL — DIPORT PENTRU VARIAȚII

În afară de randamentul unui amplificator, celelalte proprietăți principale ale lui sînt proprietăți pentru variații, deoarece se referă la traseul sursă de excitație — sarcină, caracterizat prin variații de semnal. În vederea unui studiu mai simplu și mai intuitiv al acestor proprietăți, amplificatorul se modelează printr-o *schemă echivalentă pentru variații*. De exemplu, amplificatorul din figura 2.10, *b* are schema echivalentă pentru variații dată în figura 2.13, obținută prin înlocuirea fiecărei componente cu un model echivalent pentru variații. Deosebirea

Scanned with OKEN Scanner

principală față de schema inițială provine din faptul că modelul pentru variații al unei surse de tensiune continuă (în speță V_{ALI}) este un scurt-circuit (vezi secțiunea 1.7.2), astfel încît poarta de alimentare a amplificatorului dispare și schema lui echivalentă pentru variații este un *diport*. Așa se explică uzanța de a numi simplu intrare, intrarea de excitație.

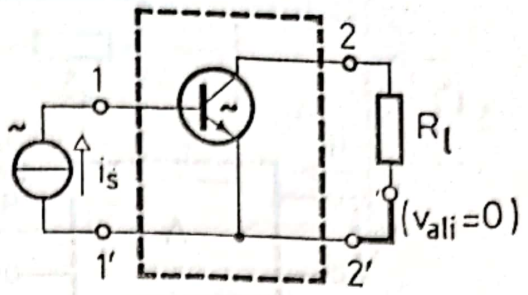


Fig. 2.13. Schema echivalentă pentru variații a circuitului din figura 2.10, *b*.

Notația R_l reprezintă rezistența echivalentă pentru variații a sarcinii R_L, iar sursa i_s a fost înlocuită printr-o sursă pentru variații, care furnizează numai componenta variabilă i_s a curentului i_S. (În lipsa unui simbol distinct, folosim semnul ~, pus alături de sursa i_s, pentru a indica variații de o formă oarecare, nu neapărat alternativă sinusoidală.)

Simbolul de tranzistor cu semnul ~ în interior reprezintă generic modelul lui pentru variații, atunci cînd nu dorim să precizăm forma particulară aleasă pentru acest model.

Ținînd seama de cele de mai sus, de cîte ori este neîndoielnic faptul că ne referim la schema echivalentă pentru variații a unui amplificator electronic, vom reprezenta simplificat amplificatorul printr-un diport cu structura internă neprecizată („cutie neagră"), ca în figura 2.14. Pe lîngă aceasta, relația (2.15) arată că amplificatorul este un circuit liniar. Putem spune deci că amplificatorul este un diport liniar (pentru variații), capabil să cedeze la ieșire o putere mai mare decît cea absorbită la intrare.

Menționăm că există amplificatoare care folosesc mai multe surse de alimentare și care au deci mai multe porți de alimentare. Numărul lor nu afectează încă schema echivalentă pentru variații, deoarece, ca și sursa V_{ALI} din exemplul examinat, ele nu apar în această schemă. Există și amplificatoare cu mai multe porți de excitație; evident, schema lor echivalentă pentru variații nu mai este un diport, ci un multiport. Amplificatorul fiind prin definiție un circuit liniar, studiul unui astfel de multiport se reduce la studiul unei serii de diporți dacă se aplică metoda suprapunerii efectelor. O clasă foarte importantă de amplificatoare — triport pentru variații o constituie *amplificatoarele operaționale*, reprezentate simbolic ca în figura 2.15.

Scanned with OKEN Scanner

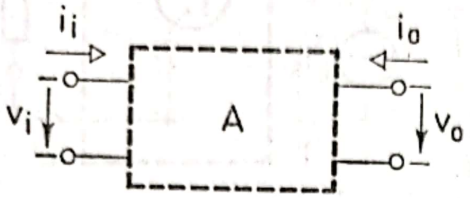


Fig. 2.14. Reprezentarea simplificată a unui amplificator (proprietăţile pentru variaţii).

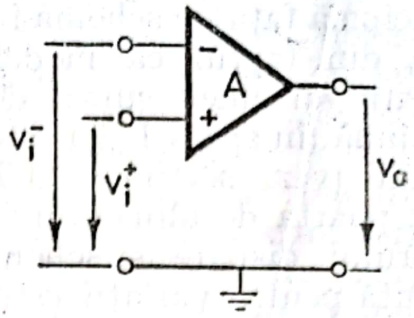


Fig. 2.15. Amplificatorul operaţional — triport pentru variaţii.

2.2.4. AMPLIFICĂRI

Dintre transmitanţele pentru variaţii ale unui amplificator, cele care sînt raportul unui semnal de ieşire către un semnal de intrare au o importanţă fundamentală. Cu terminologia din secţiunea 2.1.3 ele sînt funcţii de diport de transfer direct, dar, în cazul amplificatoarelor, ele sînt numite amplificări (de semnal). Putem formula următoarea

Definiţie. Se numeşte *amplificare (de semnal)* a unui amplificator orice funcţie de diport de transfer direct *pentru variaţii.*

Întrucît există patru astfel de rapoarte distincte, se definesc următoarele patru amplificări de semnal [7]:

— *amplificarea în tensiune* $A_v =: v_o/v_i$, (2.21, *a*)

— *amplificarea în curent* $A_i =: i_o/i_i$, (2.21, *b*)

— *amplificarea transimpedanţă* $A_{v/i} =: v_o/i_i$, (2.21, *c*)

— *amplificarea transadmitanţă* $A_{i/v} =: i_o/v_i$. (2.21, *d*)

În practică, sursa de excitaţie (sau reţeaua care furnizează semnalul de excitaţie) nu poate fi modelată decît foarte rar printr-o sursă ideală, deoarece are o impedanţă de ieşire finită şi nenulă. Sînt însă posibile două variante de modelare simplă: prin sursă Thévenin şi prin sursă Norton (figura 2.16). Se observă că se pot defini o nouă serie de patru amplificări de semnal, care diferă de precedentele prin faptul că la numitor intervine semnalul sursei ideale din modelul sursei de excitaţie (v_s sau i_s) în loc de semnalul de intrare în amplificator (v_i sau i_i). Dacă le notăm ca mai sus, putem scrie:

$$A_v =: v_o/v_s, \quad (2.22, a)$$

$$A_i =: i_o/i_s, \quad (2.22, b)$$

$$A_{v/i} =: v_o/i_s, \quad (2.22, c)$$

$$A_{i/v} =: i_o/v_s. \quad (2.22, d)$$

Scanned with OKEN Scanner

Fiecare din cele două moduri de definire are avantaje și dezavantaje, asupra cărora nu ne oprim aici. Dacă sînt folosite concomitent, se obișnuiește ca la notațiile amplificărilor (2.22) să se adauge încă un indice (de exemplu *s*, de la cuvîntul sursă). Noi vom folosi de regulă ultimele definiții, cu notațiile din relațiile (2.22).

Știut fiind că între semnalele i_s și v_s, respectiv i_o și v_o pot fi scrise relațiile

$$v_s = Z_s i_s, \quad i_s = Y_s v_s, \quad (Y_s = 1/Z_s) \tag{2.23}$$

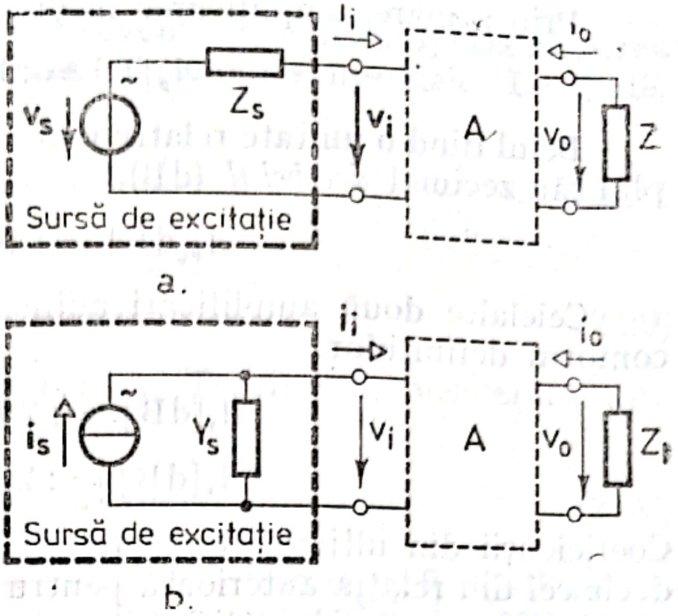


Fig. 2.16. Amplificatorul privit ca diport încărcat (pentru variații), cu sursa de excitație modelată prin: *a* — sursă Thévenin; *b* — sursă Norton.

$$v_o = -Z_i i_o, \quad i_o = -Y_i v_o, \quad (Y_i = 1/Z_i) \tag{2.24}$$

folosirea definițiilor (2.22) conduce la următoarea proprietate evidentă. Dacă se cunosc impedanțele sursei de excitație și sarcinii, Z_s și Z_i, și una singură dintre amplificările amplificatorului, pot fi determinate celelalte trei amplificări. De exemplu, dacă se cunoaște amplificarea transimpedanță $A_{v/i}$, celelalte amplificări se determină din expresiile

$$A_v = Y_s A_{v/i}, \tag{2.25, a}$$

$$A_i = -Y_i A_{v/i}, \tag{2.25, b}$$

$$A_{i/v} = -Y_i Y_s A_{v/i}. \tag{2.25, c}$$

Unitățile de măsură ale amplificărilor. Amplificarea transimpedanță se măsoară în unități de rezistență electrică (ohmi), iar amplificarea transadmitanță, în unități de conductanță electrică (siemenși).

Pentru amplificările în tensiune, în curent și în putere, care sînt adimensionale, se folosesc unități de măsură logaritmice. Dintre ele, cea mai răspîndită este belul, cu simbolul B.

Definiție [8]. Se numește *bel* logaritmul zecimal al raportului a două puteri, cînd acest raport este egal cu 10. (Numele acestei unități de măsură a fost atribuit în onoarea lui A. G. Bell.)

Scanned with OKEN Scanner

Prin urmare, amplificarea în putere măsurată în beli este

$$A_p[\mathrm{B}] =: \lg A_p. \tag{2.26}$$

Belul fiind o unitate relativ mare, se foloseşte de obicei submultiplul său zecimal *decibelul* (dB):

$$A_p[\mathrm{dB}] =: 10 \lg A_p. \tag{2.26'}$$

Celelalte două amplificări adimensionale se măsoară în decibeli conform definiţiilor:

$$A_v[\mathrm{dB}] =: 20 \lg A_v, \tag{2.27, a}$$

$$A_i[\mathrm{dB}] =: 20 \lg A_i. \tag{2.27, b}$$

Coeficienţii din ultimele două relaţii sînt aleşi de două ori mai mari decît cel din relaţia anterioară pentru ca, folosind definiţiile (2.21) ale A_v şi A_i, toate trei amplificările adimensionale ale unui amplificator să aibă aceeaşi valoare în decibeli, dacă impedanţa lui de intrare şi impedanţa de sarcină sînt rezistive şi egale între ele [5].

Menţionăm că, în unele lucrări (de exemplu [9]), amplificarea măsurată în unităţi logaritmice se numeşte cîştig şi se notează cu litera G (iniţiala cuvîntului englezesc *gain* — cîştig).

2.3. METODA DIAGRAMELOR BODE PENTRU STUDIUL RĂSPUNSULUI LA FRECVENŢĂ

2.3.1. NOŢIUNEA DE RĂSPUNS LA FRECVENŢĂ

În numeroase situaţii în care analizăm regimul permanent al unui circuit sîntem interesaţi în comportarea lui cînd este supus unor excitaţii sinusoidale de frecvenţe diferite. Răspunsul circuitului într-un anumit domeniu de frecvenţe determină utilitatea lui pentru diferite scopuri. De exemplu, un amplificator de audiofrecvenţă de înaltă fidelitate este considerat bun dacă amplifică uniform semnale sinusoidale cu frecvenţele cuprinse între aproximativ 20 Hz şi 20 kHz. În alte aplicaţii se cere ca un circuit să amplifice numai într-o bandă foarte îngustă de frecvenţe şi să respingă toate semnalele cu frecvenţe în afara acestei benzi. (Asemenea circuite selective de frecvenţă sînt importante în etajele de intrare ale radioreceptoarelor.)

Numim *răspuns la frecvenţă* al unui circuit liniar, excitat de un semnal sinusoidal, dependenţa răspunsului său permanent de frecvenţa excitaţiei.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru studiul răspunsului la frecvență este avantajoasă folosirea reprezentării simbolice în complex a mărimilor sinusoidale. De pildă, tensiunii

$$v(t) = \sqrt{2}V \cos(\omega t + \theta), \tag{2.28}$$

îi asociem mărimea complexă — numită *fazor* —

$$V(j\omega) = V e^{j\omega t} e^{j\theta}, \tag{2.29}$$

unde e este baza logaritmilor naturali. Tensiunea considerată este dată de relația

$$v(t) = \mathbf{Re}[\sqrt{2}V(j\omega)]. \tag{2.30}$$

Considerăm drept caz tipic circuitele diporți, ca excitație — semnalul de intrare $x_i(t)$, iar ca răspuns — semnalul de ieșire $x_o(t)$. Am arătat în secțiunea 2.1.3 că raportul x_o/x_i se numește funcție de transfer direct a diportului. Raportul fazorilor asociați se numește *funcție de transfer direct complexă* $F(j\omega)$

$$F(j\omega) = : X_o(j\omega)/X_i(j\omega). \tag{2.31}$$

Deoarece considerăm regimul permanent, în care toate componentele tranzitorii ale răspunsului s-au anulat, variabila timp t nu joacă nici un rol. În plus, întrucît ne referim numai la circuite liniare (cel puțin pentru variații de semnal), funcția de transfer complexă nu depinde nici de valorile eficace ale semnalelor. Rezultă că $F(j\omega)$ este o caracteristică a circuitului și ea descrie complet răspunsul lui la frecvență. *Studierea răspunsului la frecvență al unui circuit revine deci la studierea funcției de transfer* $F(j\omega)$.

Cauzele dependenței de frecvență a funcției de transfer constau în prezența în circuit a elementelor reactive — capacități și/sau inductanțe —, deoarece „reactanțele" acestora, $-1/\omega C$ și ωL, sînt funcții de frecvență.

2.3.2. SUPORTUL MATEMATIC AL METODEI DIAGRAMELOR BODE

Principiul metodei diagramelor Bode constă în studiul separat al modulului și argumentului funcției de transfer complexe, ca funcții de frecvență, prin reprezentarea lor grafică la scări logaritmice. În discuția care urmează ne limităm însă la studiul modulului, studierea amănunțită a argumentului fiind mai puțin importantă.

Reamintim la început ce se înțelege prin scară logaritmică. Fie o

Scanned with OKEN Scanner

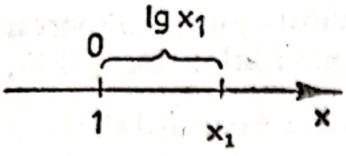


Fig. 2.17. Scară logaritmică.

variabilă x care poate lua valori în mulțimea numerelor reale pozitive, $x \in \mathbf{R}_+$. Se zice că x este *reprezentată la scară logaritmică* pe o axă Ox dacă orice valoare x_1 a ei este asociată punctului aflat la distanța $\lg x_1$ de originea O a axei (figura 2.17). (Evident, rezultă aceeași imagine grafică dacă se reprezintă variabila $y = : \lg x$ la scară liniară pe o axă Oy.) Valoarea $x = 1$ este asociată originii axei, valorile supraunitare corespund semiaxei pozitive, iar cele subunitare, semiaxei negative.

În cazurile cele mai simple, funcțiile de transfer conțin factori de forma K, jx, $1/jx$, $(1 + jx)$ și $1/(1 + jx)$, unde $K \in \mathbf{R}$ este o constantă cu x. Vom arăta, pentru cîțiva dintre acești factori, reprezentarea la scări logaritmice a modulului în funcție de x.

Fie funcția $y : \mathbf{R}_+ \to \mathbf{C}$, dată prin

$$y = K. \tag{2.32}$$

Evident,

$$|y| = |K|. \tag{2.33}$$

În figura 2.18 sînt arătate reprezentările grafice pentru valorile numerice $K = 100$ și $K = -0{,}1$.

Fie funcția $z : \mathbf{R}_+ \to \mathbf{C}$, dată prin

$$z = jx. \tag{2.34}$$

Modulul ei este

$$|z| = x, \tag{2.35}$$

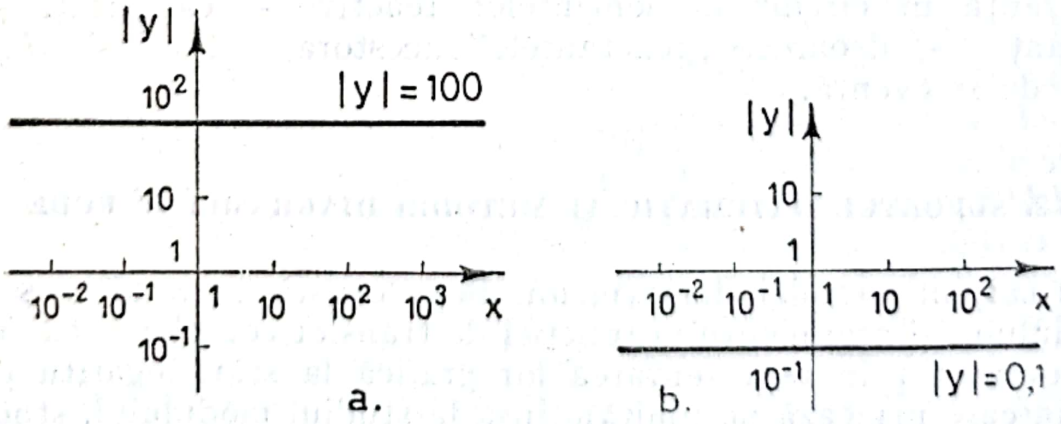


Fig. 2.18. Reprezentări grafice la scări logaritmice ale modulului funcției $y = K$ pentru: *a* — cazul $K = 100$; *b* — cazul $K = -0{,}1$.

Scanned with OKEN Scanner

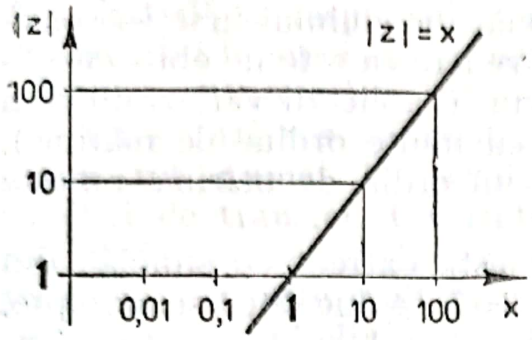


Fig. 2.19. Reprezentarea grafică la scări logaritmice a modulului funcției $z = jx$.

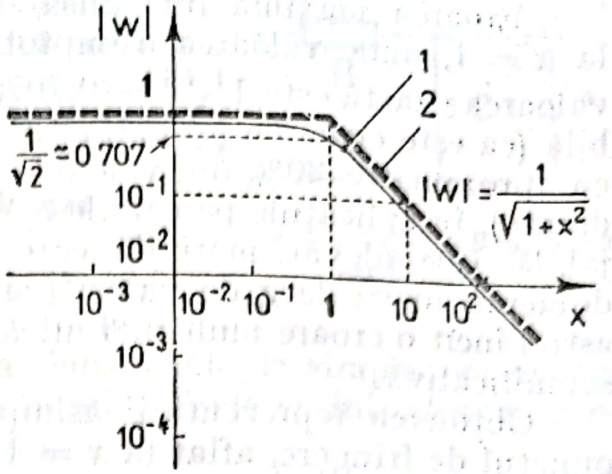


Fig. 2.20. Reprezentări grafice la scări logaritmice ale modulului funcției $w = 1/(1 + jx)$: 1 — exactă; 2 — asimptotică (aproximativă).

iar reprezentarea lui grafică este arătată în figura 2.19. Se obține o dreaptă deoarece coordonatele oricărui punct de pe grafic sînt $\lg x$ și $\lg |z|$, ori din relația (2.35) decurge $\lg|z| = \lg x$.

Fie funcția $w : \mathbf{R}_+ \to \mathbf{C}$, dată prin

$$w = \frac{1}{1 + jx}. \tag{2.36}$$

Modulul ei este

$$|w| = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}} \tag{2.37}$$

și reprezentarea lui grafică este arătată cu linie subțire în figura 2.20. Curba rezultată admite două asimptote, una pentru $x \to 0$ ($\lg x \to -\infty$) și cealaltă pentru $x \to \infty$. Ecuațiile lor sînt respectiv

$$|w| = 1, \tag{2.38, a}$$

$$|w| = 1/x. \tag{2.38, b}$$

Prima este ecuația unei drepte orizontale, iar a doua este (la scări logaritmice) ecuația unei drepte de pantă -1; ele se intersectează pentru $x = 1$, unde avem și $|w| = 1$. Considerate ca semidrepte limitate de punctul de intersecție, cele două asimptote sînt desenate cu linie groasă întreruptă în figura 2.20, obținîndu-se o linie frîntă cu punctul de frîngere la $x = 1$. Această *linie frîntă* este folosită ca *reprezentare* aproximativă, *asimptotică*, a relației (2.37).

Scanned with OKEN Scanner

Eroarea maximă introdusă de reprezentarea asimptotică apare la $x = 1$, unde valoarea asimptotică a modulului este 1, în timp ce valoarea exactă este $1/\sqrt{2} = 0{,}707$. Deşi eroarea maximă pare apreciabilă (ea este egală cu aproximativ 43% din valoarea exactă, respectiv cu aproximativ 30% din valoarea maximă a modulului funcţiei considerate), în aplicaţiile pe care le avem în vedere ea este de obicei neglijabilă. Într-adevăr, mărimile care intervin în aplicaţii variază într-un domeniu foarte larg de valori (variază cu multe ordine de mărime), astfel încît o eroare mult mai mică decît un ordin de mărime nu este semnificativă.

Obţinerea reprezentării asimptotice este extrem de simplă: din punctul de frîngere, aflat la $x = 1$ şi $|w| = 1$, se duc două semidrepte, una orizontală spre stînga, cealaltă de pantă -1 spre dreapta. Menţionăm că egalitatea $x = 1$ este echivalentă cu $\mathbf{Re}(1 + jx) = \mathbf{Im}(1 + jx)$.

Ultimele două figuri pun în evidenţă un aspect uzual în folosirea reprezentărilor la scări logaritmice. Este vorba despre faptul că cele două axe de coordonate nu se intersectează în punctul (1, 1).

Larga utilizare a diagramelor Bode pentru studierea modulului funcţiilor de transfer se datoreşte următoarelor avantaje ale reprezentării la scări logaritmice:

— scările logaritmice „dilatează" valorile mici, permiţînd astfel reprezentarea unui interval de variaţie foarte mare, de multe ordine de mărime, fără concentrarea valorilor mici în origine;

— expresiile neliniare uzuale permit o aproximare asimptotică prin semidrepte (în general prin segmente de dreaptă), foarte uşor de trasat, de interpretat şi de prelucrat (iar erorile sînt neglijabile în practică);

— folosirea logaritmilor transformă operaţia de înmulţire a modulelor unor funcţii de transfer, întîlnită des în aplicaţii, în operaţie de adunare, foarte uşor de efectuat grafic prin adunarea reprezentărilor asimptotice.

2.3.3. DIAGRAMELE BODE (CARACTERISTICILE DE FRECVENŢĂ)

Reprezentînd separat variaţia modulului funcţiei de transfer a unui circuit cu frecvenţa şi variaţia argumentului ei cu frecvenţa obţinem *caracteristicile de frecvenţă* ale circuitului. Dacă frecvenţa şi modulul sînt reprezentate la scări logaritmice, aceste caracteristici se numesc *diagrame Bode*. Prima este cunoscută mai ales ca diagramă *„amplitudine-frecvenţă"* deoarece, dacă amplitudinea excitaţiei este menţinută constantă cînd variază frecvenţa, amplitudinea răspunsu-

Scanned with OKEN Scanner

lui este proporţională cu modulul funcţiei de transfer. A doua este cunoscută mai ales ca diagramă *„fază-frecvenţă"* deoarece, dacă se ia ca origine de fază excitaţia, faza iniţială a răspunsului este egală cu argumentul funcţiei de transfer (defazajul introdus de circuit).

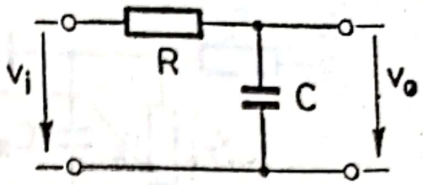


Fig. 2.21. Filtru trece jos (FTJ).

Ca şi mai sus, în continuare ne mărginim tot numai la studiul modulului funcţiei de transfer. Cu ajutorul a două exemple simple prezentăm modul de obţinere a diagramei asimptotice Bode şi introducem cîteva noţiuni folosite mult în practică.

Fie diportul din figura 2.21, care este un divizor de tensiune. Excitaţia sinusoidală $V_i(j\omega)$ se aplică grupului format din rezistenţa R înseriată cu capacitatea C, iar răspunsul se obţine la bornele capacităţii C. Considerînd că ieşirea este lăsată în gol, funcţia de transfer în tensiune, $F(j\omega) =: V_o(j\omega)/V_i(j\omega)$, are expresia

$$F(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T}, \tag{2.39}$$

unde

$$T =: RC \tag{2.40}$$

are dimensiuni de timp şi reprezintă o constantă de timp. Observăm că expresia (2.39) este de aceeaşi formă cu expresia (2.36) pentru $x = \omega T$. Prin analogie cu figura 2.20 obţinem caracteristica exactă Bode şi caracteristica asimptotică Bode ale modulului funcţiei de transfer (figura 2.22). Din motive evidente, pulsaţia $\omega = 1/T$ se numeşte *pulsaţie de frîngere*, iar frecvenţa $f = 1/2\pi T$, *frecvenţă de frîngere*. La pulsaţia de frîngere, reactanţa capacităţii este egală în valoare absolută cu rezistenţa R, deoarece din egalitatea $\omega = 1/T$ decurge $R = 1/\omega C$.

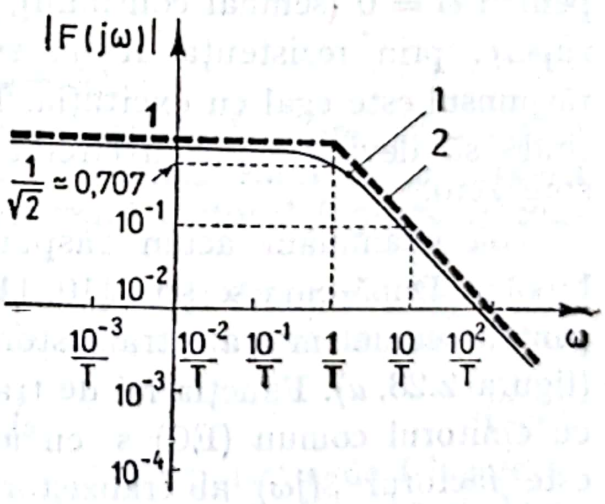


Fig. 2.22. Diagramele Bode ale modulului funcţiei de transfer a FTJ din figura 2.21 : 1 — exactă ; 2 — asimptotică.

La frecvenţe mult mai mici decît frecvenţa de frîngere amplitudinea răspunsului este egală cu amplitudinea excitaţiei (modulul funcţiei de transfer este egal cu unitatea). Din diagrama Bode exactă

Scanned with OKEN Scanner

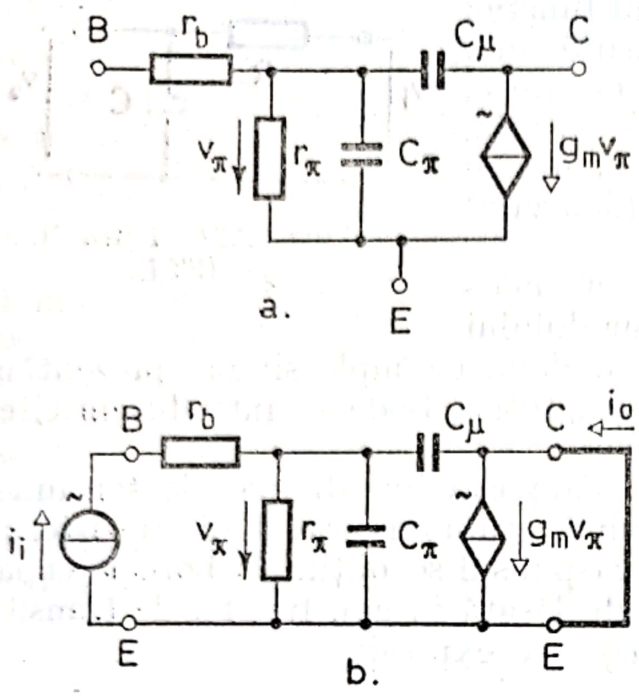


Fig. 2.23. Determinarea răspunsului la frecvenţă al tranzistorului bipolar: *a* — circuitul echivalent π-hibrid; *b* — conexiunea cu emitorul comun pentru determinarea funcţiei de transfer direct în curent cu ieşirea în scurtcircuit $\beta(j\omega)$.

(curba 1 din figura 2.22) se vede că, pe măsura creşterii frecvenţei, amplitudinea răspunsului scade, devenind $1/\sqrt{2} \simeq 0{,}707$ din cea a excitaţiei la frecvenţa de frîngere. Prin urmare, la trecerea prin circuit, toate semnalele avînd frecvenţe cel mult egale cu frecvenţa de frîngere sînt atenuate cu cel mult 30%. Se numeşte *bandă de frecvenţe de trecere la 30% atenuare*, B, domeniul de frecvenţe în care semnalele sînt atenuate cu cel mult 30% faţă de răspunsul maxim. În exemplul considerat $B = 1/2\pi T$.

Un circuit care lasă să treacă bine semnalele de frecvenţă joasă şi atenuează semnalele de frecvenţă înaltă se numeşte *filtru trece jos*, prescurtat FTJ. Circuitul examinat este un FTJ rudimentar, cu performanţe slabe.

Comportarea de FTJ rezultă şi din analiza directă a funcţionării fizice a circuitului. Într-adevăr, la frecvenţe foarte joase, la limită pentru $\omega = 0$ (semnal continuu), capacitatea se comportă ca o întrerupere, prin rezistenţa R nu trece curent (ieşirea fiind în gol) şi răspunsul este egal cu excitaţia. La frecvenţe foarte mari capacitatea tinde să devină un scurtcircuit şi amplitudinea răspunsului tinde spre zero.

Să examinăm acum răspunsul la frecvenţă al tranzistorului bipolar. După cum se ştie [10, 11], unul dintre circuitele echivalente pentru semnal mic ale tranzistorului bipolar este circuitul π-hibrid* (figura 2.23, *a*). Funcţia lui de transfer direct în curent în conexiunea cu emitorul comun (EC) şi cu ieşirea în scurtcircuit (figura 2.23, *b*) este factorul $\beta(j\omega)$ al tranzistorului.

* Sursa $g_m v_\pi$ este o „sursă de curent comandată prin tensiune", noţiune ce va fi explicată în capitolul 3. Aici interesează numai faptul că ea este o sursă de curent cu curentul $g_m v_\pi$.

Scanned with OKEN Scanner

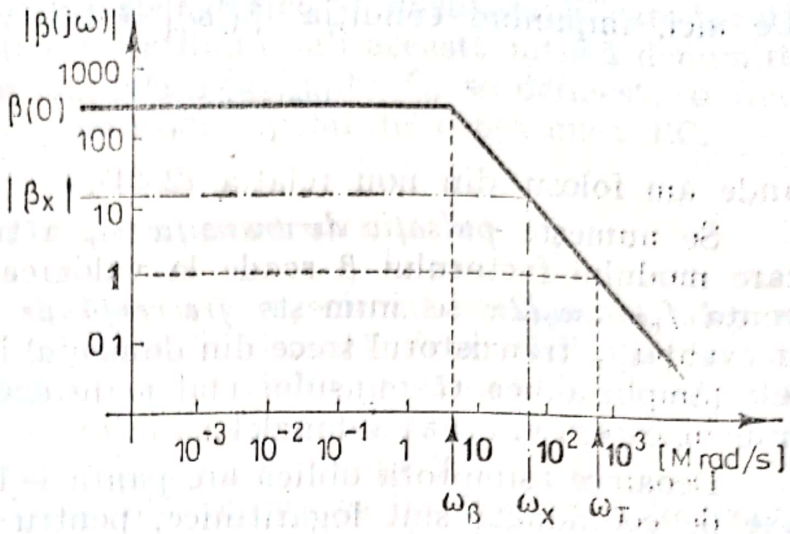


Fig. 2.24. Diagrama asimptotică Bode pentru modulul factorului $\beta(j\omega)$ al unui tranzistor bipolar tipic: $\beta(0) = 150$, $f_T = 100$ MHz.

Datorită punerii în scurtcircuit a ieşirii, capacităţile C_π şi C_μ apar legate în paralel, astfel încît

$$V_\pi(j\omega) = I_i(j\omega)\frac{r_\pi}{1 + j\omega r_\pi(C_\pi + C_\mu)}. \tag{2.41}$$

Dacă neglijăm curentul prin C_μ, $I_o(j\omega) = g_m V_\pi(j\omega)$. (2.42)

Rezultă $$\beta(j\omega) =: \frac{I_o(j\omega)}{I_i(j\omega)} = \frac{\beta(0)}{1 + j\omega r_\pi(C_\pi + C_\mu)}, \tag{2.43}$$

unde am folosit relaţia binecunoscută

$$\beta(0) = g_m r_\pi. \tag{2.44}$$

Funcţia de transfer (2.43) are aceeaşi formă ca în exemplul anterior. Rezultă deci diagrama asimptotică Bode din figura 2.24. Pentru pulsaţia de frîngere obţinem expresia

$$\omega_\beta =: \frac{1}{r_\pi(C_\pi + C_\mu)}. \tag{2.45}$$

În acest caz pulsaţia de frîngere (frecvenţa de frîngere $f_\beta = \omega_\beta/2\pi$) se numeşte *pulsaţie (frecvenţă) limită a tranzistorului în conexiunea EC*; se admite că pînă la această frecvenţă factorul β poate fi considerat independent de frecvenţă.

Conform definiţiei date mai sus, banda de frecvenţe de trecere a tranzistorului în conexiunea EC, la 30% atenuare, se întinde de la $f = 0$ la $f = f_\beta$, deci

$$B = f_\beta. \tag{2.46}$$

Pentru pulsaţii suficient de mari faţă de pulsaţia de frîngere se poate neglija termenul 1 de la numitorul expresiei (2.43), obţinîndu-se ecuaţia asimptotei oblice:

$$|\beta(j\omega)| = \frac{\beta(0)}{\omega r_\pi(C_\pi + C_\mu)}. \tag{2.47}$$

Scanned with OKEN Scanner

De aici, impunînd condiția $|\beta(j\omega)| = 1$, rezultă

$$\omega_T =: \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}, \tag{2.48}$$

unde am folosit din nou relația (2.44).

Se numește *pulsație de tranziție* ω_T a tranzistorului pulsația la care modulul factorului β scade la valoarea 1. Corespunzător, frecvența $f_T =: \omega_T/2\pi$ se numește *frecvență de tranziție*. La depășirea frecvenței f_T tranzistorul trece din domeniul în care amplifică semnalele (amplitudinea răspunsului mai mare decît a excitației) în domeniul în care atenuează semnalele.

Deoarece asimptota oblică are panta -1, iar scările pe cele două axe de coordonate sînt logaritmice, pentru orice punct $(\omega_x, |\beta_x|)$ de pe diagramă, cu $\omega_x \geqslant \omega_\beta$ se poate scrie

$$\lg \omega_T - \lg \omega_x = \lg |\beta_x| - \lg 1,$$

adică

$$\omega_T = |\beta_x|\omega_x \tag{2.49, a}$$

au

$$f_T = |\beta_x| f_x. \tag{2.49, b}$$

De aici se vede că se poate determina frecvența f_T prin măsurarea modulului $|\beta(j\omega)|$ la o anumită frecvență f_x, la care asimptota aproximează suficient de bine curba exactă. Dealtfel, aceasta este metoda folosită în practică, deoarece cînd $|\beta|$ se apropie de unitate variația lui reală cu frecvența se abate simțitor de la forma asimptotei oblice. De obicei, măsurarea se face la o frecvență la care $|\beta(j\omega)|$ are o valoare cuprinsă între 3 și 10. În cataloagele de tranzistoare se dau fie valorile măsurate, de pildă $|\beta(j\omega)| = 3$ la $f_x = 100$ MHz, de unde rezultă $f_T = 100.3 = 300$ MHz, fie direct valoarea lui f_T.

Înlocuind în relația (2.49, *b*) $f_x = f_\beta$, obținem

$$f_T = \beta(0) f_\beta$$

sau, ținînd seama de egalitatea (2.46),

$$f_T = \beta(0)\, B. \tag{2.50}$$

Deoarece factorul β se mai numește și amplificare în curent cu ieșirea în scurtcircuit, expresia din membrul doi este produsul dintre amplificarea la frecvențe joase și banda de frecvențe de trecere la 30% atenuare; el se numește pe scurt *produs amplificare-bandă*.

Scanned with OKEN Scanner

Aşadar, frecvenţa de tranziţie este egală cu produsul amplificare-bandă, motiv pentru care uneori este întîlnită sub această ultimă denumire.

Amintim că, analog cu frecvenţa limită f_β, se defineşte o frecvenţă limită f_α pentru tranzistorul bipolar în conexiunea BC.

2.3.4. FOLOSIREA UNITĂŢILOR LOGARITMICE

Modulul funcţiei de transfer a unui circuit se măsoară adeseori în unităţi logaritmice, mai ales în decibeli (vezi definiţia dată în secţiunea 2.2.4). Scara logaritmică folosită pentru valorile modulului privit ca raport devine scară liniară pentru valorile lui exprimate în decibeli, conform corespondenţei din figura 2.25.

La folosirea decibelilor se obişnuieşte ca intervalele de frecvenţă să se măsoare în decade sau octave, definite după cum urmează.

Se numeşte *decadă* intervalul cuprins între două valori aflate în raportul 10 (sau 1/10). De exemplu, sînt decade intervalele cuprinse între 1 şi 10, între 1 şi 0,1, între 10 şi 100 etc. Această accepţiune diferă de cea din viaţa social-economică, unde decada înseamnă intervalul care cuprinde 10 unităţi, de exemplu de la 1 la 10, de la 11 la 20, de la 21 la 30 etc.

Se numeşte *octavă* intervalul cuprins între două valori aflate în raportul 2 (sau 1/2). De exemplu, sînt octave intervalele cuprinse între 1 şi 2, între 1 şi 1/2, între 10 şi 20 etc. Această accepţiune coincide cu cea din muzică.

Se arată uşor că panta -1 a asimptotei oblice din exemplele considerate în secţiunea precedentă este, exprimată în decibeli, egală cu *-20 dB/decadă* sau cu aproximativ *-6 dB/octavă*. La rîndul lui, raportul $1/\sqrt{2} = 0{,}707$ este, exprimat în decibeli, egal cu aproximativ -3 dB. De aceea, banda de frecvenţe de trecere definită de frecvenţa de frîngere se numeşte *bandă de trecere la 3 dB atenuare*.

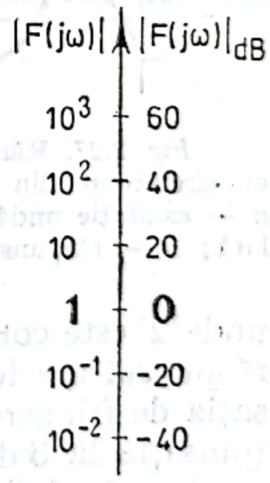


Fig. 2.25. Corespondenţa dintre valorile modulului unei funcţii de transfer exprimate ca raport şi exprimate în decibeli.

2.4. RELAŢIA DINTRE RĂSPUNSUL LA FRECVENŢĂ ŞI RĂSPUNSUL ÎN TIMP

În paragraful precedent am examinat dependenţa performanţelor unui circuit de frecvenţa excitaţiei considerînd răspunsul circuitului la o ex-

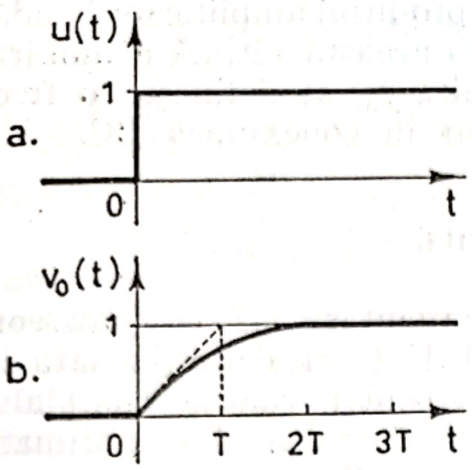


Fig. 2.26. Răspunsul în timp al circuitului din figura 2.21: *a* — excitație treaptă unitate; *b* — răspunsul circuitului.

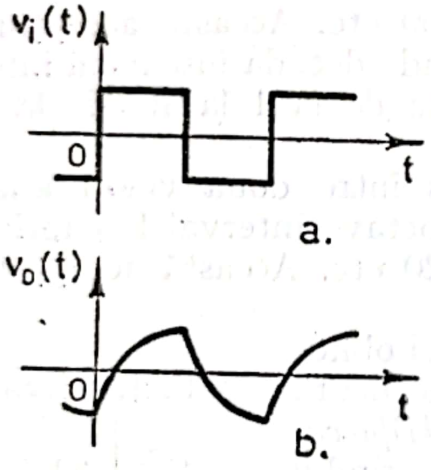


Fig. 2.27. Răspunsul în timp al circuitului din figura 2.21: *a* — excitație undă dreptunghiulară; *b* — răspunsul circuitului.

citație sinusoidală. Răspunsul la frecvență, dat prin funcția de transfer complexă a circuitului, oglindește direct proprietățile răspunsului în timp al circuitului la o excitație sinusoidală.

În practică însă unui amplificator i se poate pretinde să amplifice semnale nesinusoidale, ca trenuri de impulsuri sau unde dreptunghiulare. În plus, astfel de semnale sînt des folosite pentru testarea răspunsului la frecvență al unui circuit. Răspunsul unui circuit la astfel de semnale prezintă deci interes și merită să-l examinăm cel puțin succint.

Aprofundînd tratarea teoretică, am putea arăta că există o serie de relații între răspunsul la frecvență al unui circuit și răspunsul lui la semnale nesinusoidale particulare (vezi, de exemplu, [12]). Nu vom proceda însă sistematic, ci ne vom mărgini să ilustrăm această legătură pentru cazul semnalului treaptă unitară aplicat la intrare.

Fie semnalul treaptă unitară $u(t)$,

$$u(t) =: \begin{cases} 0 & \forall t < 0 \\ 1 & \forall t > 0 \end{cases} \qquad (2.51)$$

reprezentat grafic în figura 2.26, *a*. Se știe că răspunsul circuitului din figura 2.21 la acest semnal are expresia

$$v_0(t) = u(t)\,(1 - e^{-t/T}), \qquad (2.52)$$

unde T este constanta de timp (2.40) a circuitului. Reprezentat grafic, răspunsul are forma din figura 2.26, *b*. Dar, așa cum am văzut, pulsația de frîngere a diagramei Bode, pe care o vom nota acum $\omega_{-3\,dB}$ (pulsația la 3 dB atenuare) este egală cu $1/T$. Mai mult, timpul de creștere t_c, definit ca timpul necesar pentru ca răspunsul să crească de la 10% la 90% din valoarea finală, are expresia [11]:

$$t_c = \frac{0{,}35}{f_{-3\,dB}}. \qquad (2.53)$$

De exemplu, dacă $f_{-3\,dB} = 10$ MHz relația (2.53) prezice un timp de

Scanned with OKEN Scanner

creştere $t_e = 35$ ns. Dacă la intrarea circuitului se aplică o undă dreptunghiulară (figura 2.27, *a*), răspunsul are forma din figura 2.27, *b*. Muchiile (fronturile) undei dreptunghiulare sînt rotunjite, la fel cu rotunjirea de la treapta unitate.

BIBLIOGRAFIE

1. Mocanu, C. I. *Teoria circuitelor electrice*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică 1979.
2. Cartianu, Gh., Săvescu, M. ş.a. *Semnale, circuite şi sisteme*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1980.
3. Director, S. W. *Circuit Theory. A Computational Approach*. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1975.
4. Damachi, E., Doboş, L. ş.a. *Electronică*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1979.
5. Sandu, D. D. *Dispozitive şi circuite electronice*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1975.
6. Ciugudean, M. *Dispozitive şi circuite electronice. Partea a II-a. Circuite electronice*. Institutul politehnic „Traian Vuia" din Timişoara (pentru uzul studenţilor), 1980.
7. Miron, C. *Circuite electronice*. Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1980.
8. Iscrulescu, I., Ispăşoiu, Gh., Petrescu, V. *Sistemul Internaţional de unităţi de măsură*. Bucureşti, Editura tehnică, 1970.
9. Dascălu, D., Turic, L., Hoffman, I. *Circuite electronice*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1981.
10. Senturia, S. D., Wedlock, B. D. *Electronic Circuits and Applications* — traducerea în limba rusă, Izdatelistvo „Mir", Moscova, 1977.
11. Gray, P. R., Meyer, R. G. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. New York, John Wiley & Sons, 1977.
12. Balabanian, N., Bickart, Th. A. *Teoria modernă a circuitelor (reţelelor)*. Bucureşti, Editura tehnică, 1974.

Scanned with OKEN Scanner

PARTEA ÎNTÎI

MODELE IDEALE LINIARE

Am arătat în secţiunea 1.9.3 că modelul ideal al unui circuit este modelul care păstrează pentru (cel mult) unul dintre parametrii circuitului valoarea sa reală — finită şi nenulă —, tuturor celorlalţi parametri atribuindu-li-se valori limită — infinit sau zero —.

În mod tradiţional, modelele ideale servesc în principal la analiza calitativă a circuitelor ; ele fac deosebit de accesibilă, adeseori chiar intuitivă, înţelegerea funcţiei esenţiale a circuitelor. În urma integrării pe scară din ce în ce mai largă a circuitelor electronice, utilizarea modelelor ideale nu se mai limitează însă la atît. Într-adevăr, blocurile funcţionale realizate astăzi sub formă integrată au proprietăţi care se apropie foarte mult de cele ideale ; ca urmare, modelele ideale ale blocurilor integrate servesc, în multe cazuri, chiar la analiza cantitativă a funcţionării lor. Un exemplu tipic îl constituie amplificatoarele operaţionale integrate.

Ţinînd seama de importanţa simţitor crescută a modelelor ideale în activitatea inginerească, am adoptat un plan mai puţin obişnuit pentru lucrarea de faţă, apreciind că astăzi este nu numai posibil, ci şi util, să tratăm direct cîteva din problemele esenţiale ale circuitelor electronice. Acesta este scopul capitolelor care urmează, capitole prin care încercăm să conturăm o imagine de ansamblu a circuitelor electronice liniare cu ajutorul unor modele ideale de largă aplicabilitate.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL 3

SURSE COMANDATE LINIARE (SCL)

Sursele comandate liniare alcătuiesc o clasă de modele ideale folosite foarte des în analiza circuitelor electronice. În esență, o sursă comandată liniară este un model ideal al unui dispozitiv sau circuit electronic diport liniar, obținut prin păstrarea valorii reale, nenule și finite, pentru unul singur dintre parametrii diportului, parametrul de transfer direct.

3.1. PROPRIETĂȚILE SCL

Sursele ideale definite în paragraful 1.4 sînt *surse necomandate*, în înțelesul că tensiunea sursei de tensiune și curentul sursei de curent sînt independente (nu sînt comandate) de circuitul la care sînt conectate. Sursele ideale necomandate sînt uniporți activi care au rezistența de ieșire zero (sursa de tensiune) sau infinit (sursa de curent).

Sursele (ideale) comandate sînt diporți activi care au un singur parametru de diport finit și nenul, parametrul de transfer direct. Ele sînt echivalente la poarta de ieșire cu o sursă de tensiune sau de curent, prezentînd o rezistență de ieșire zero, respectiv infinit. Ca și la sursele necomandate, semnalul de la ieșirea surselor comandate este independent de sarcina conectată la ieșire. În schimb, el este funcție de circuitul conectat la poarta de intrare, fiind comandat de semnalul aplicat la această poartă.

Semnalul și poarta de intrare ale unei surse comandate se numesc *de comandă*, iar semnalul și poarta de ieșire se numesc *comandate*.

Sursele (ideale) comandate pot fi liniare sau neliniare, variabile în timp sau invariabile în timp [1]. Cea mai largă răspîndire în studiul circuitelor electronice o au sursele (ideale) comandate liniare și invariabile în timp, pe care le vom numi simplu surse comandate liniare, prescurtat SCL. Discuția din capitolul de față se referă numai la acest tip de surse comandate.

Scanned with OKEN Scanner

Definiție. Sursa comandată liniară este un diport care are rezistența de intrare zero sau infinit, factorul de transfer invers zero, rezistența de ieșire zero sau infinit și parametrul de transfer direct constant, finit și nenul. Semnalul de ieșire este deci proporțional cu cel de intrare.

3.1.1. ECUAȚII ȘI SIMBOLURI GRAFICE

Deoarece atît semnalul comandat cît și cel de comandă pot fi o tensiune sau un curent, se disting patru tipuri de surse comandate liniare, reprezentate simbolic ca în figura 3.1:

sursă de curent comandată prin curent, cu rezistența de intrare zero și ecuația de transfer

$$I_o = \beta_F I_I, \tag{3.1}$$

unde β_F este factorul de transfer direct în curent;

sursă de tensiune comandată prin tensiune (dual[ă] primeia), cu rezistența de intrare infinit și ecuația de transfer

$$V_o = aV_I, \tag{3.2}$$

unde a este factorul de transfer direct în tensiune;

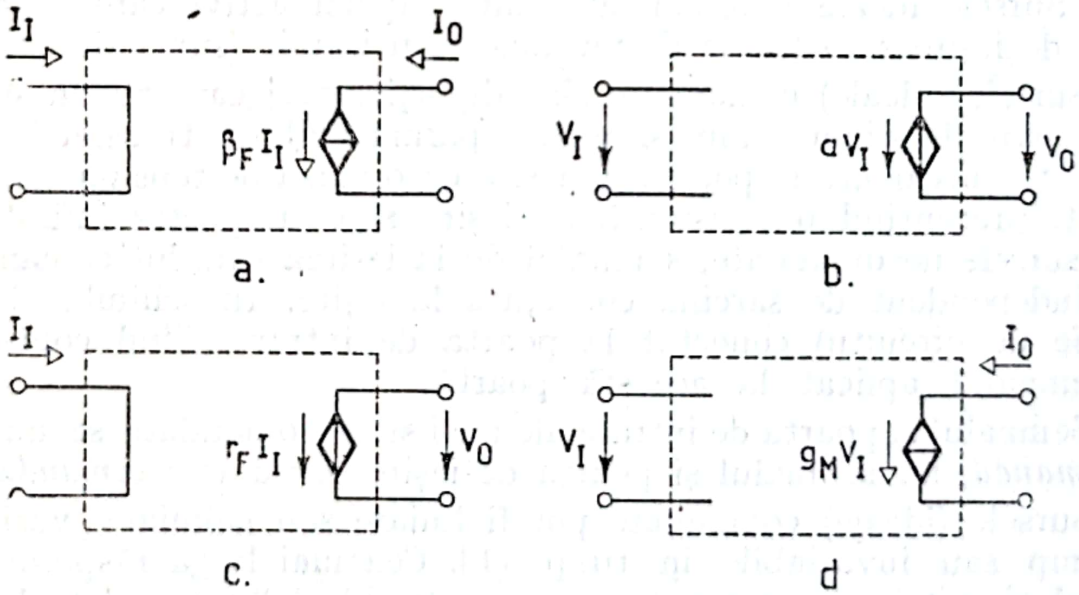


Fig. 3.1. Simbolurile grafice ale celor patru tipuri de SCL: *a* — sursa de curent comandată prin curent; *b* — sursa de tensiune comandată prin tensiune; *c* — sursa de tensiune comandată prin curent; *d* — sursa de curent comandată prin tensiune.

Scanned with OKEN Scanner

sursă de tensiune comandată prin curent, cu rezistența de intrare zero și ecuația de transfer

$$V_o = r_F I_I, \tag{3.3}$$

unde r_F este rezistența de transfer direct;

sursă de curent comandată prin tensiune (dual celei precedente), cu rezistența de intrare infinit și ecuația de transfer

$$I_o = g_M V_I, \tag{3.4}$$

unde g_M este conductanța de transfer direct (numită și conductanță mutuală).

La SCL parametrii de transfer β_F, a, r_F și g_M sînt constanți cu semnalul și în timp.

Sursele comandate liniare se numesc și *convertoare liniare de semnal*, denumirile particulare fiind, în ordinea de mai sus: convertor curent-curent (notat prescurtat CII), convertor tensiune-tensiune (CVV), convertor curent-tensiune (CIV) și convertor tensiune-curent (CVI).

Menționăm că CII este utilizat pentru modelarea tranzistoarelor bipolare, CVV — pentru modelarea amplificatoarelor operaționale integrate, CIV — pentru modelarea amplificatoarelor transimpedanță și CVI — pentru modelarea tranzistoarelor bipolare și a tranzistoarelor cu efect de cîmp. Notațiile parametrilor de transfer direct date mai sus sînt cele folosite uzual în aceste aplicații.

La modelarea unor componente cu trei borne (de exemplu tranzistoare), sursele comandate liniare trebuie privite ca diporți cu numai trei borne distincte (figura 3.2), fapt ce nu afectează însă prin nimic proprietățile discutate mai înainte.

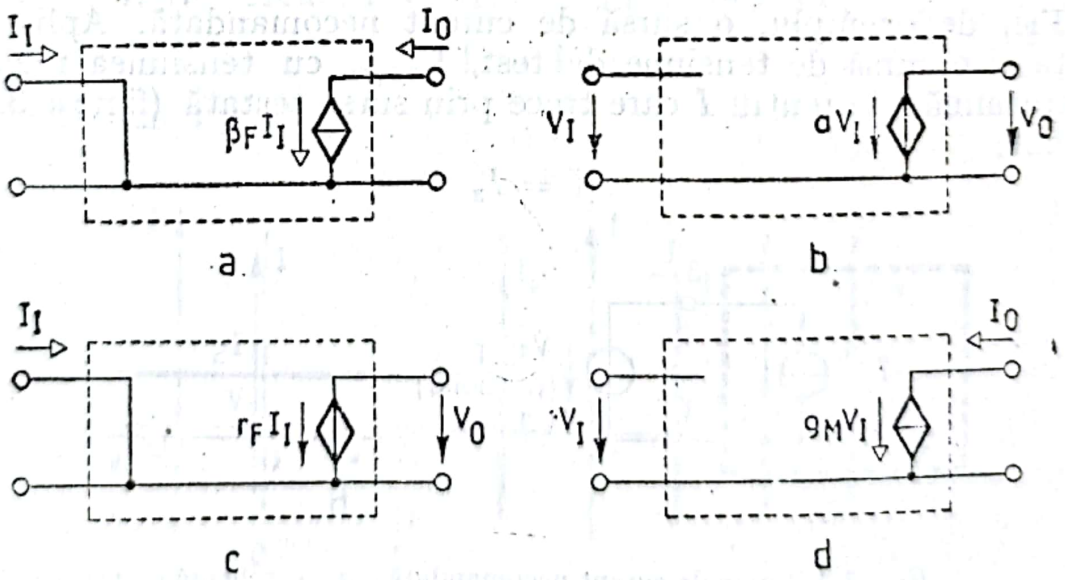


Fig. 3.2. SCL, privite ca diporți cu trei borne distincte: *a* — CII, *b* — CVV; *c* — CIV; *d* — CVI.

Scanned with OKEN Scanner

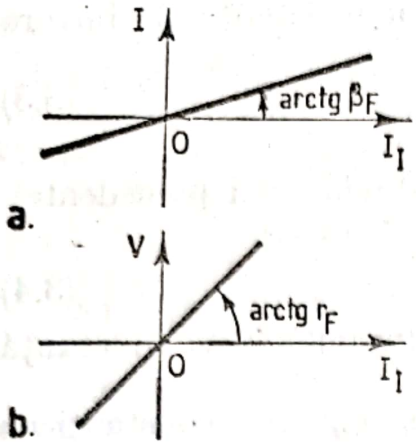


Fig. 3.3. Caracteristici statice de transfer ale unui: *a* — CII, *b* — CIV.

Efectul unei surse comandate liniare asupra circuitului în care se află conectată este determinat de *relaţiile caracteristice* pe care le impune ea între semnalele la bornele celor două porţi. În cazul regimului static relaţiile caracteristice se numesc statice, iar reprezentările lor grafice se numesc *caracteristici statice.*

La SCL se disting două tipuri de caracteristici statice cu semnificaţie fizică utilă, caracteristicile de transfer şi de ieşire.

Caracteristicile statice de transfer reprezintă semnalul de ieşire (comandat) în funcţie de semnalul de intrare (de comandă). Ele nu sînt altceva decît reprezentarea grafică a ecuaţiilor de transfer (3.1) pînă la (3.4), care sînt ecuaţiile unor drepte prin originea axelor de coordonate. Pentru exemplificare, în figura 3.3 sînt arătate caracteristicile statice de transfer ale unui CII şi unui CIV.

Pentru o mai bună sesizare a specificului SCL este util să examinăm şi *caracteristicile statice de ieşire,* care arată legătura dintre cele două semnale de ieşire.

Ca termen de comparaţie să determinăm mai întîi caracteristica statică de ieşire a unei surse necomandate (avînd o singură poartă, sursele necomandate nu au decît un singur fel de caracteristici statice, pe care le numim, oarecum convenţional, de ieşire).

Fie, de exemplu, o sursă de curent necomandată. Aplicînd la poarta ei o sursă de tensiune de test, V_{TEST}, cu tensiunea reglabilă, să determinăm curentul I care trece prin sursa testată (figura 3.4, *a*). Evident,

$$I = I_s \tag{3.5}$$

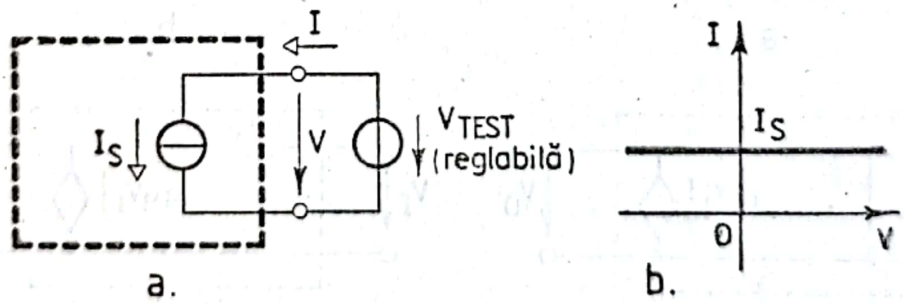


Fig. 3.4. Sursă de curent necomandată: *a* — schemă de principiu pentru determinarea caracteristicii statice de ieşire; *b* — caracteristica statică de ieşire ($I_S > 0$).

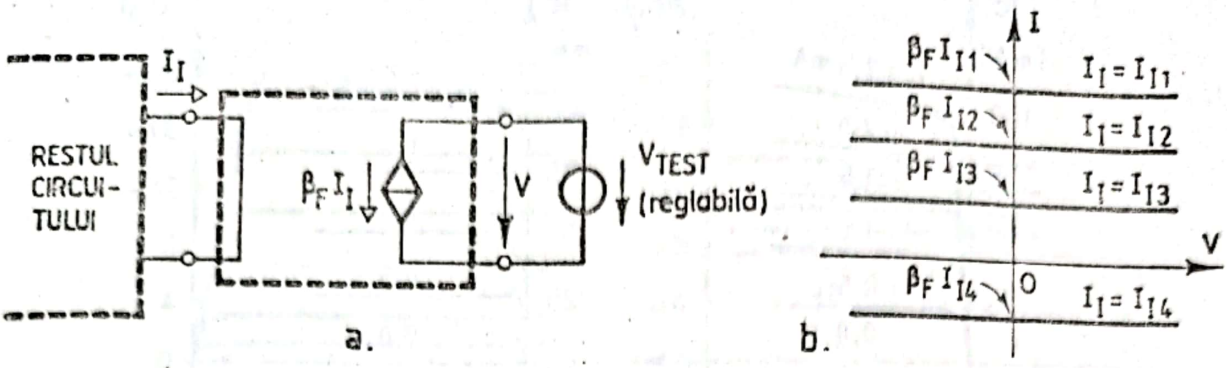


Fig. 3.5. CII: *a* — schemă de principiu pentru determinarea caracteristicilor statice de ieșire; *b* — caracteristici statice de ieșire.

pentru orice valoare V_{TEST}, astfel încît caracteristica statică de ieșire este o dreaptă orizontală (figura 3.4, *b* pentru cazul $I_s > 0$).

Fie acum un CII. Spre deosebire de sursa de curent necomandată, el nu furnizează curent la ieșire decît dacă i se aplică la intrare curentul de comandă I_I, obținut dintr-o altă parte a circuitului la care este conectat CII. Folosind schema de principiu din figura 3.5, *a* și ecuația de transfer (3.1) a CII, cu $I_o = I$,

$$I = \beta_F I_I, \tag{3.6}$$

se obține *o familie de caracteristici statice de ieșire* — drepte orizontale — avînd curentul de comandă I_I ca parametru (figura 3.5, *b*).

Procedînd în același mod, pentru sursa de tensiune necomandată, care este duala sursei de curent necomandate, obținem caracteristica tatică de ieșire dreapta verticală din figura 3.6, *a*, de ecuație

$$V = V_s. \tag{3.7}$$

(Am presupus $V_s > 0$.)

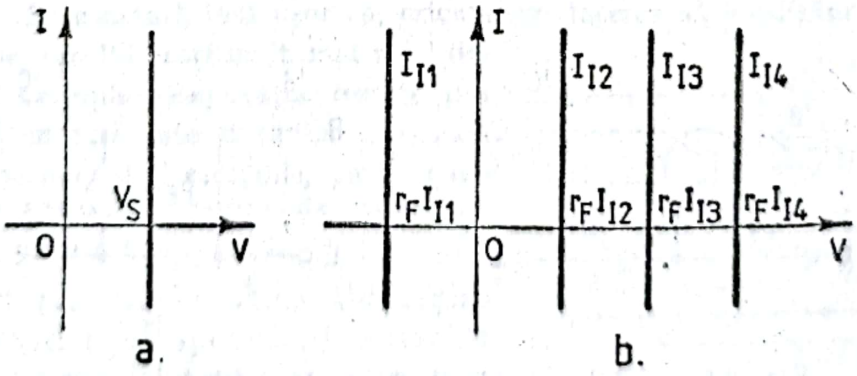


Fig. 3.6. Caracteristici statice de ieșire: *a* — pentru sursa de tensiune necomandată ($V_s > 0$); *b* — pentru CIV.

Scanned with OKEN Scanner

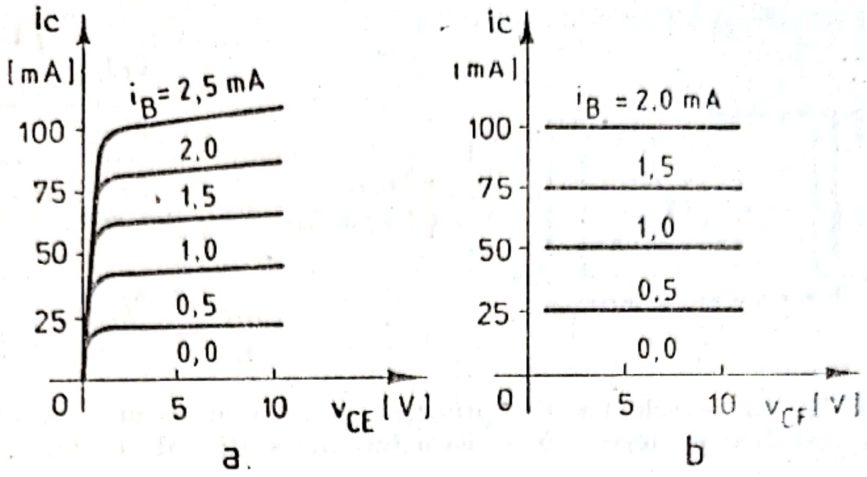


Fig. 3.7. Caracteristici statice de ieşire ale unui tranzistor bipolar în conexiunea EC: *a* — reale; *b* — idealizate.

Analog, pentru un CIV, care este dual la poarta de ieşire cu CII, obţinem *familia de caracteristici statice de ieşire* din figura 3.6, *b*, avînd curentul de comandă I_1 ca parametru şi ecuaţia

$$V = r_F I_1. \tag{3.8}$$

***Exemplul* 3.1.** Să determinăm tipul de SCL utilizabil la modelarea idealizată a unui tranzistor bipolar conectat cu emitorul comun (EC) şi descris prin caracteristicile statice de ieşire arătate în figura 3.7, *a*.

Caracteristicile date pot fi aproximate prin familia de segmente de dreaptă orizontale din figura 3.7, *b*, avînd drept parametru curentul de bază i_B. Aşadar, în domeniul respectiv (regiunea activă directă de funcţionare), tranzistorul considerat poate fi modelat printr-un CII cu $\beta_F = 50$ (figura 3.8).

***Exemplul* 3.2.** Să determinăm tipul de SCL utilizabil la modelarea idealizată a unui tranzistor cu efect de cîmp cu grilă izolată (TECMOS) de tipul IRF 9130, conectat cu sursa comună (SC) şi descris prin caracteristicile statice de ieşire arătate în figura 3.9, *a* [2].

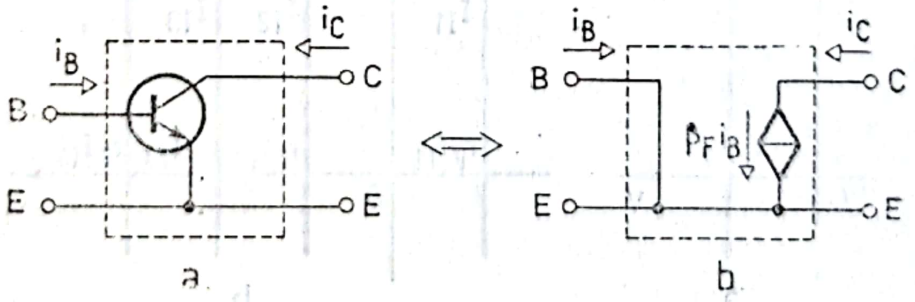


Fig. 3.8. Modelarea idealizată a tranzistorului descris prin caracteristicile statice de ieşire din figura 3.7, *a*: *a* — tranzistorul în conexiunea EC; *b* — modelul său de tip. CII.

Scanned with OKEN Scanner

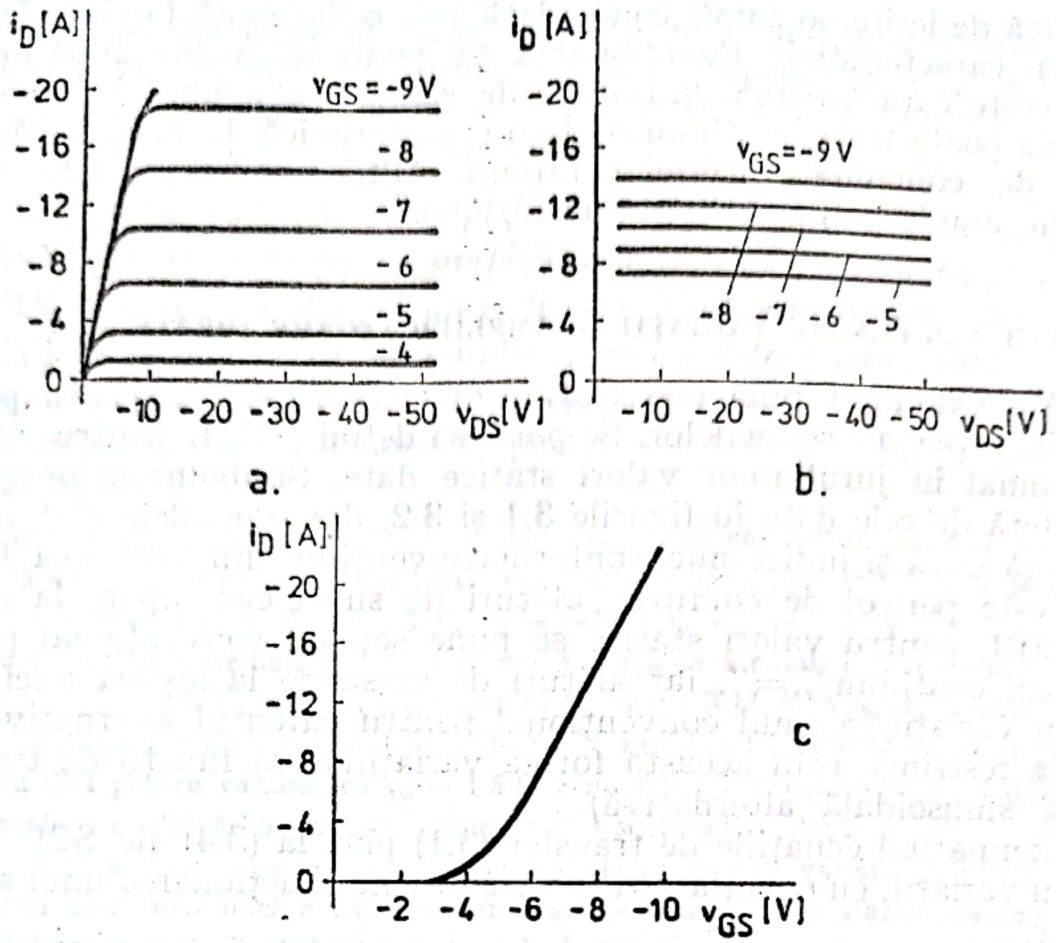


Fig. 3.9. Caracteristici statice ale tranzistorului TECMOS cu canal *p*, de tipul IRF9130: *a* — de ieşire, reale; *b* — de ieşire, idealizate; *c* — de transfer, reală.

Dacă luăm valoarea reală a curentului de drenă pentru curba cu $v_{GS} = -7$ V, caracteristicile date pot fi aproximate prin familia de segmente de dreaptă orizontale din figura 3.9, *b*, avînd ca parametru tensiunea dintre grilă şi sursă v_{GS}. Aşadar, în domeniul respectiv tranzistorul IRF9130 poate fi modelat printr-un CVI cu $g_M = 1{,}5$ S (figura 3.10). Se constată însă uşor că, oricum am încerca să idealizăm caracteristicile de ieşire reale, rezultă erori mult mai mari decît în primul exemplu. Explicaţia rezultă din figura 3.9, *c*, în care este dată caracteristica statică de transfer: deşi rectilinie, ea nu trece prin originea axelor de coordonate, cum este necesar pentru orice tip de SCL.

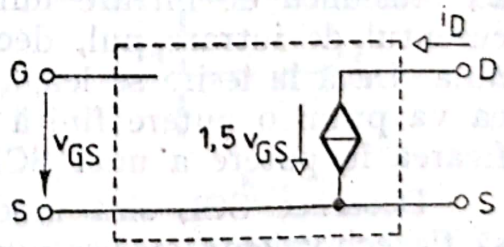


Fig. 3.10. Model idealizat de tip CVI al tranzistorului IRF9130.

Caracteristicile statice de ieşire scot în evidenţă specificul surselor comandate liniare. În timp ce o sursă necomandată are o singură carac-

Scanned with OKEN Scanner

teristică de ieşire, o sursă comandată are o întreagă familie de asemenea caracteristici. Funcţionarea ei poate avea loc după oricare din aceste caracteristici, în funcţie de valoarea semnalului de comandă, sau poate trece continuu de la o caracteristică la alta, dacă semnalul de comandă variază continuu. Ultima situaţie este tipică pentru amplificatoarele electronice.

3.1.3. SCL PENTRU VARIAŢII — AMPLIFICATOARE IDEALE

Am examinat pînă aici SCL pentru valorile statice sau pentru valorile totale ale semnalelor. Se pot însă defini şi SCL pentru variaţii de semnal în jurul unor valori statice date. Simbolurile lor grafice nu diferă de cele date în figurile 3.1 şi 3.2, dar semnalele sînt notate cu literă mică şi indice mic, conform convenţiilor din secţiunea 1.10.1. Cînd este pericol de confuzie, alături de sursa care apare la ieşirea unei SCL pentru valori statice se pune semnul convenţional pentru curentul continuu „=", iar alături de sursa de la ieşirea unei SCL pentru variaţii, semnul convenţional pentru curentul alternativ „~" (fără a restrînge prin aceasta forma variaţiilor ca funcţii de timp la forma sinusoidală alternativă).

Comparînd ecuaţiile de transfer (3.1) pînă la (3.4) ale SCL, scrise pentru variaţii, cu ecuaţia (2.15), care descrie funcţionarea unui amplificator,

$$x_o(t) = A\,x_i(t - \tau),$$

se constată că ele au aceeaşi formă. Prin urmare, o SCL pentru variaţii poate fi privită ca un amplificator, factorul de transfer direct jucînd rolul amplificării A, iar timpul de întîrziere τ fiind nul.

Este însă adevărat că ecuaţia (2.15) reprezintă o condiţie necesară, dar nu şi suficientă, pentru ca un circuit să fie amplificator. Conform definiţiei date în secţiunea 2.2.1, mai trebuie ca puterea furnizată la ieşire (pentru variaţii) să fie mai mare decît puterea primită la intrare (pentru variaţii). Ori, sursele comandate prin curent au tensiunea de intrare nulă, iar cele comandate prin tensiune au curentul de intrare nul, deci puterea de comandă este întotdeauna nulă. Dacă la ieşire se leagă o rezistenţă de sarcină finită şi nenulă, ea va primi o putere finită şi nenulă (mai mare decît zero), amplificarea în putere a unei SCL fiind deci infinită.

Deoarece SCL sînt modele ideale, SCL pentru variaţii trebuie să fie echivalente cu aşa-numitele *amplificatoare ideale*. Analiza proprietăţilor amplificatoarelor ideale [3], [4], ne arată că ele coincid într-adevăr cu proprietăţile SCL pentru variaţii. Parametrii de trans-

Scanned with OKEN Scanner

fer direct (pentru variații) β_i, a, r_i și g_m corespund respectiv amplificărilor în curent A_i, în tensiune A_v, transimpedanță A_{vi} și transadmitanță A_{iv}. Între tipurile de SCL și tipurile de amplificatoare ideale există următoarea corespondență:

CII pentru variații — *amplificator ideal de curent*;
CVV pentru variații — *amplificator ideal de tensiune*;
CIV pentru variații — *amplificator ideal transimpedanță*;
CVI pentru variații — *amplificator ideal transadmitanță*.

(În cazul particular al mărimilor reale, termenii transimpedanță și transadmitanță se înlocuiesc respectiv cu transrezistență și transconductanță.)

Exemplul 3.3. Să determinăm tipul de SCL pentru variații utilizabil la modelarea idealizată a tranzistorului IRF9130 (vezi exemplul precedent), pentru variații de semnal în jurul valorilor statice $V_{GS} = -7$ V, $I_D = -10{,}5$ A, $V_{DS} = -20$ V.

În raport cu axele de coordonate pentru variații de semnal, caracteristicile statice de ieșire din figura 3.11, *a* pot fi idealizate ca în figura 3.11, *b*. Așadar, pentru variații de semnal în jurul valorilor statice considerate, tranzistorul IRF9130 poate fi modelat printr-un CVI pentru variații, cu $g_m = 1{,}5$ S. Simbolul grafic coincide cu cel din figura 3.10, în afara modificărilor amintite la începutul secțiunii de față.

Observăm că idealizarea caracteristicilor de ieșire pentru variații de semnal introduce erori mult mai mici decît idealizarea lor pentru valorile statice ale semnalelor (exemplul precedent). Faptul este explicabil, deoarece caracteristica statică de transfer trece prin originea sistemului de axe pentru variații (figura 3.12).

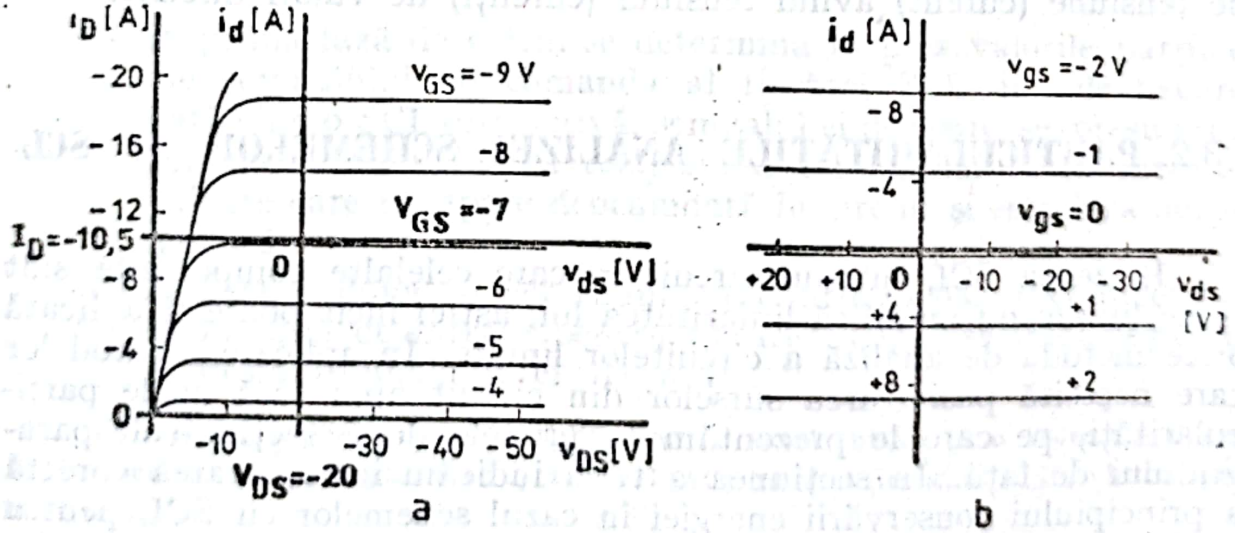


Fig. 3.11. Caracteristici de ieșire ale tranzistorului IRF9130:
a — alegerea unui sistem de axe pentru variații de semnal, cu originea în punctul static $V_{GS} = -7$ V, $I_D = -10{,}5$ A, $V_{DS} = -20$ V; *b* — caracteristici de ieșire idealizate pentru variații.

Scanned with OKEN Scanner

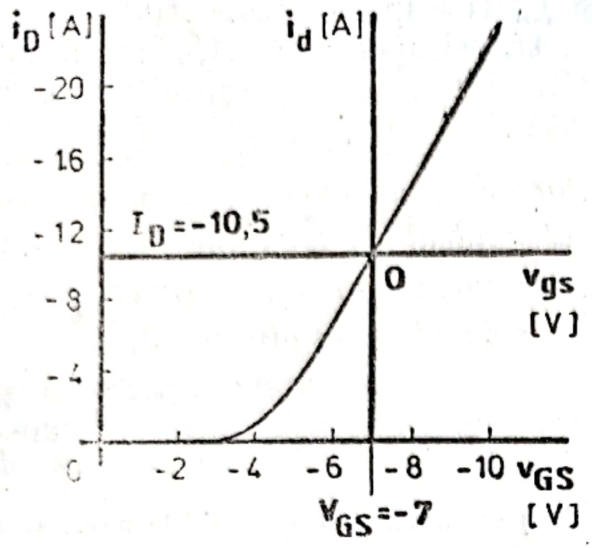


Fig. 3.12. **Caracteristica statică de transfer a tranzistorului IRF9130 are o zonă liniară care trece prin originea sistemului de axe pentru variaţii de semnal v_{gs} O i_d.**

Din ultimul exemplu decurge următoarea concluzie. Pentru ca o componentă electronică ce poate fi modelată printr-un diport pentru variaţii să admită şi o modelare idealizată printr-o SCL, pentru variaţii, cu erori rezonabile, este necesar să existe o regiune liniară a caracteristicii ei statice de transfer direct. Punctul static în jurul căruia au loc variaţiile trebuie ales în interiorul acestei regiuni, iar variaţiile trebuie limitate astfel încît să nu se depăşească graniţele regiunii liniare.

Precizăm că liniaritatea unei regiuni a caracteristicii statice de transfer direct este echivalentă cu echidistanţa caracteristicilor statice de ieşire în regiunea corespunzătoare.

Observaţie. La modelarea componentelor electronice prin SCL (pentru orice fel de componente ale semnalelor) trebuie să se ţină seama că, în privinţa surselor de la ieşirea SCL, există aceleaşi două situaţii neadmise ca la modelarea surselor reale prin surse (necomandate) ideale: conectarea în paralel (serie) a două sau mai multe surse de tensiune (curent) avînd tensiuni (curenţi) de valori diferite.

3.2. PARTICULARITĂŢILE ANALIZEI SCHEMELOR CU SCL

Prezenţa SCL într-un circuit în care celelalte componente sînt şi ele liniare nu modifică liniaritatea lui, astfel încît poate fi aplicată orice metodă de analiză a circuitelor liniare. În aplicarea metodelor care necesită pasivizarea surselor din circuit apar însă unele particularităţi, pe care le prezentăm în primele două secţiuni ale paragrafului de faţă. În secţiunea a treia indicăm interpretarea corectă a principiului conservării energiei în cazul schemelor cu SCL pentru variaţii, interpretare care face apel la o oarecare subtilitate de gîndire.

Scanned with OKEN Scanner

3.2.1. METODA SUPRAPUNERII EFECTELOR

În lucrarea [5] se afirmă că, la aplicarea metodei suprapunerii efectelor, sursele comandate nu pot fi pasivizate după voie deoarece semnalul lor este determinat de circuitul la care sînt conectate, *rezultînd* nul sau nenul după cum semnalul de comandă este nul sau nenul; ar fi deci permisă numai pasivizarea surselor necomandate.

Dacă se utilizează însă artificiul de calcul pe care îl expunem în continuare, sursele comandate liniare pot fi pasivizate în același mod ca cele necomandate [6].

Prin metoda suprapunerii efectelor determinarea valorii unui semnal se face în două faze (vezi § 1.6):

— în prima fază se calculează valorile parțiale ale semnalului, fiecare valoare parțială fiind obținută în ipoteza că acționează cîte o singură sursă din circuit iar toate celelalte sînt pasivizate;
— în faza a doua se calculează valoarea completă a semnalului prin adunarea tuturor valorilor parțiale obținute în prima fază.

Pentru ca în prima fază de calcul să poată fi pasivizate după voie și sursele comandate liniare, trebuie ca ele să fie privite, în această fază, ca surse necomandate, semnalele lor de ieșire primind valori independente de starea circuitului.

Metodica descrisă mai sus devine atunci aplicabilă și la schemele care conțin SCL, însă cu următoarele particularități:

— în prima fază de calcul se determină în plus valorile parțiale ale semnalului de comandă al fiecărei SCL, iar, de fiecare dată cînd o SCL este activă, semnalul ei de ieșire se presupune comandat de valoarea *completă* a semnalului ei de intrare, valoare care nu apare deocamdată în circuit și este încă necunoscută;
— în faza a doua se determină mai întîi valoarea completă a semnalului de intrare pentru fiecare SCL și se înlocuiește în expresia semnalului ei de ieșire.

***Exemplul* 3.4.** **Fie circuitul amplificator cu două intrări și o ieșire din figura 8.13, *a*, realizat cu un amplificator operațional (AO) integrat (încadrat cu linie întreruptă în figură).**

Să determinăm expresia tensiunii de ieșire v_e în funcție de tensiunile de intrare v_s^- și v_s^+ și de elementele circuitului.

După cum vom arăta în capitolul 6, AO integrat are proprietăți destul de apropiate de amplificatorul ideal de tensiune, putînd fi deci modelat printr-un CVV. Obținem

Scanned with OKEN Scanner

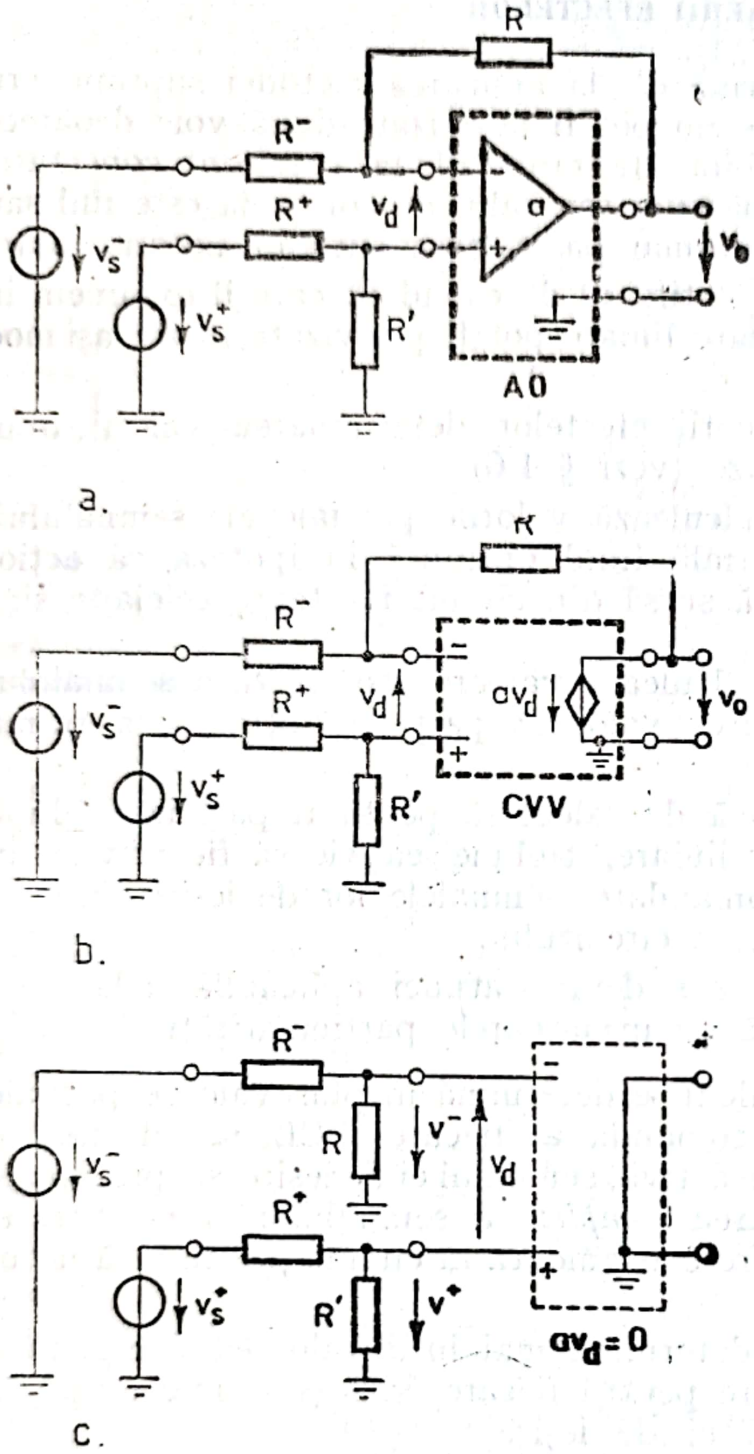


Fig. 3.13. Amplificator diferențial realizat cu amplificator operațional integrat: *a* — schema de principiu; *b* — aceeași schemă, dar cu AO modelat prin CVV; *c* — schema pentru determinarea condiției de egalizare a amplificărilor.

schema din figura 3.13, *b*, care conține în total trei surse, două necomandate, aplicate la cele două intrări, și una comandată, CVV.

Păstrînd pe rînd activă cîte una dintre cele trei surse, în ordinea v_s^-, v_s^+ și av_d, rezultă următoarele valori parțiale pentru semnalele v_d și v_o:

$$v_{d1} = -v_s^- \frac{R}{R + R^-}, \quad v_{o1} = 0; \tag{3.9}$$

Scanned with OKEN Scanner

$$v_{d2} = v_s^+ \frac{R'}{R' + R^+}, \quad v_{o2} = 0; \tag{3.10}$$

$$v_{d3} = -av_d \frac{R^-}{R^- + R}, \quad v_{o3} = av_d. \tag{3.11}$$

Observăm că în primele două situații sursa comandată este pasivizată, deși semnalul ei de intrare are valorile nenule v_{d1}, respectiv v_{d2}, iar în ultima situație semnalul ei de ieșire are valoarea av_d și nu av_{d3}, deși semnalul de intrare are valoarea v_{d3}.

Prin adunarea valorilor parțiale obținem valorile complete, ale căror expresii finale sînt

$$v_d = \frac{1}{1 + \dfrac{a}{1 + RG^-}} \left(\frac{v_s^+}{1 + R^+G'} - \frac{v_s^-}{1 + R^-G} \right), \tag{3.12}$$

$$v_o = \frac{a}{1 + \dfrac{a}{1 + RG^-}} \left(\frac{v_s^+}{1 + R^+G'} - \frac{v_s^-}{1 + R^-G} \right). \tag{3.13}$$

3.2.2. DETERMINAREA REZISTENȚELOR DE IEȘIRE

Rezistența de ieșire este un parametru important al oricărui circuit, caracterizînd comportarea sa la conectarea unei sarcini. Problema determinării rezistenței de ieșire se poate pune fie ca un scop în sine, fie în vederea aplicării teoremelor lui Thévenin și Norton.

Am arătat în secțiunea 1.7.3. că rezistența de ieșire a unui uniport este rezistența lui echivalentă cînd sursele interne sînt pasivizate. Dacă uniportul conține și SCL, trebuie să precizăm acum că se pasivizează numai sursele interne *necomandate*.

Exemplul 3.5. Să determinăm rezistența de ieșire pentru variații, R_o, a etajului amplificator cu un tranzistor în conexiunea EC, avînd schema de principiu din figura 3.14, *a*.

Fiind vorba de o rezistență echivalentă pentru variații, vom modela schema dată printr-o schemă echivalentă pentru variații (vezi secțiunea 2.2.3). Sursa de tensiune continuă este echivalentă cu un scurtcircuit pentru variații, iar proiectarea amplificatorului este astfel făcută încît, la frecvențele din banda de trecere, reactanțele condensatoarelor C_1 și C_2 pot fi aproximate și ele prin scurtcircuite; rezultă schema din figura 3.14, *b*. Dacă idealizăm comportarea tranzistorului pentru variații, îl putem înlocui cu un CII pentru variații, obținînd în final schema echivalentă din figura 3.14, *c*.

Scanned with OKEN Scanner

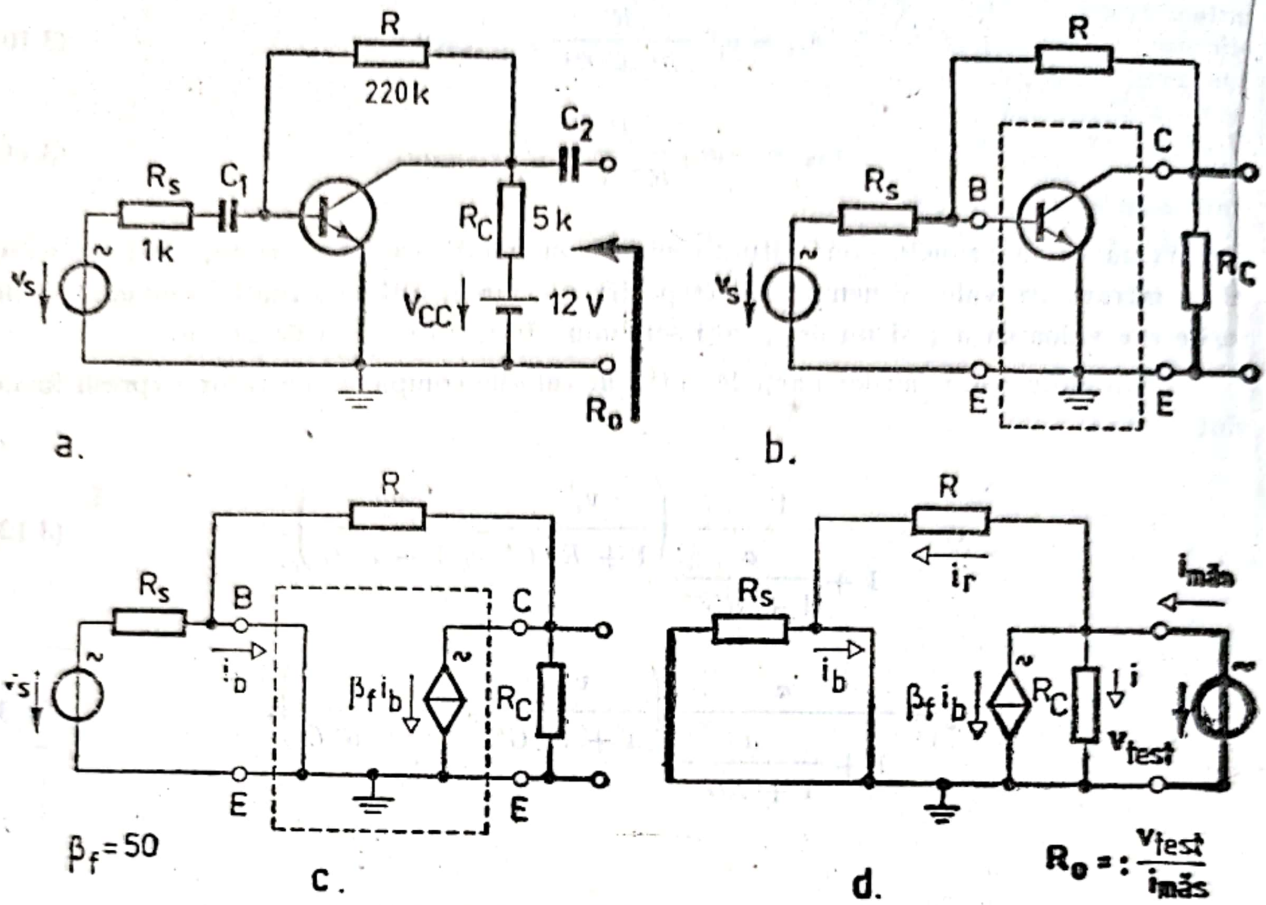


Fig. 3.14. Determinarea rezistenței de ieșire pentru variații R_o a unui amplificator cu tranzistor în conexiunea EC: *a* — schema de principiu a amplificatorului; *b* — schema echivalentă pentru variații; *c* — schema precedentă, însă cu tranzistorul modelat prin CII pentru variații; *d* — schema pentru calculul lui R_o.

Determinarea rezistenței R_o se face pasivizînd sursele necomandate (există una singură, sursa v_s) și aplicînd la poarta de ieșire o sursă de test, de pildă de tensiune (figura 3.14, *d*); prin definiție,

$$R_o =: \frac{v_{test}}{i_{măs}}. \tag{3.14}$$

Expresia curentului $i_{măs}$ în funcție de tensiunea v_{test} rezultă din relațiile

$$i_{măs} = i_r + \beta_f i_b + i, \tag{3.15}$$

$$i_r = G v_{test}, \tag{3.16}$$

$$i_b = i_r,$$

iar prin înlocuirea ei în definiția (3.14) obținem

$$R_o = \frac{1}{G_C + (\beta_f + 1)G}. \tag{3.17}$$

Numeric, pentru valorile date în schema de principiu și $\beta_f = 50$, $R_o = 2{,}2$ kΩ.

Scanned with OKEN Scanner

(Dacă am fi pasivizat și sursa comandată, ceea ce este echivalent cu a înlocui $\beta_f = 0$ în rezultatul de mai sus, am fi obținut valoarea greșită $R_o = 4{,}9\ k\Omega$.)

Pentru a evita eventualele ezitări în aplicarea teoremelor lui Thévenin și Norton la circuitele care conțin și SCL, precizăm că sursele Thévenin și Norton, echivalente unui circuit dat, sînt alcătuite din rezistența de ieșire a circuitului în serie cu o sursă de tensiune *necomandată*, respectiv în paralel cu o sursă de curent *necomandată*.

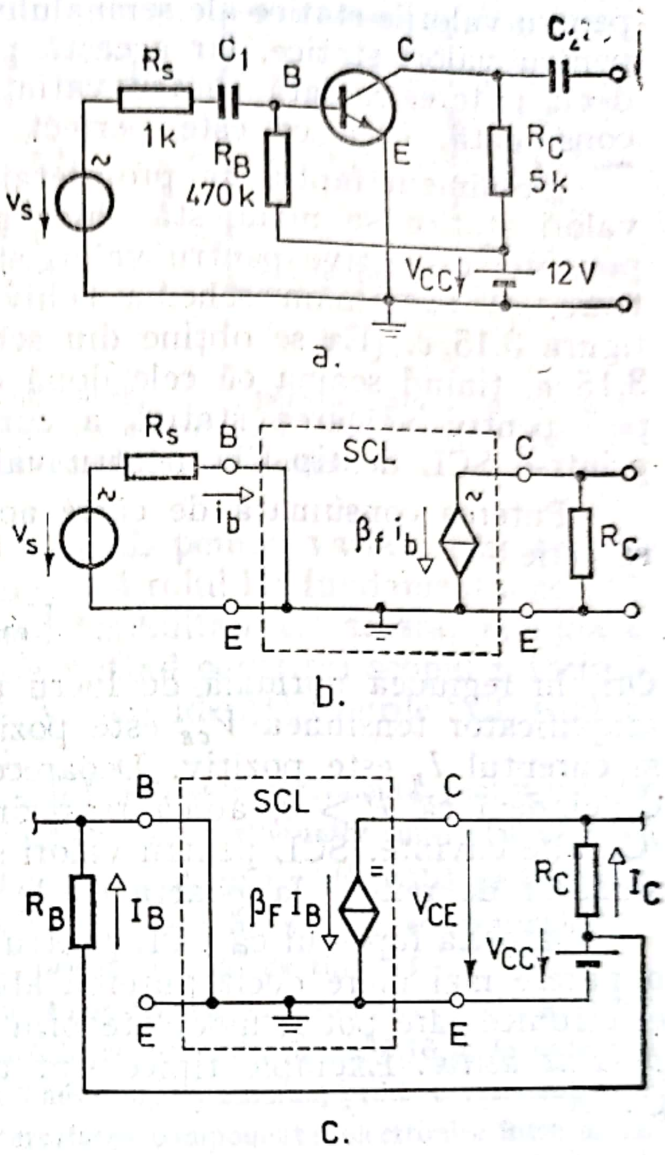


Fig. 3.15. Etaj amplificator cu tranzistor: *a* — schema de principiu; *b* — schemă echivalentă pentru variații; *c* — schemă echivalentă pentru valori statice.

3.2.3. CONSERVAREA ENERGIEI ÎN SCHEMELE CU SCL PENTRU VARIAȚII

Aparent, bilanțul puterilor pentru variații într-o schemă care conține și SCL pentru variații nu ridică nici o problemă: puterea totală consumată în circuit este egală cu suma puterilor cedate de către sursele pentru variații care acționează în circuit.

Spre exemplu, în cazul particular al schemei echivalente pentru variații din figura 3.15, *b*, este evident că puterea consumată de rezistența R, este egală cu puterea cedată de sursa v_s, iar puterea consumată de rezistența R_o este egală cu puterea cedată de SCL pentru variații la poarta ei de ieșire.

Se naște însă o întrebare delicată: de unde provine puterea cedată de SCL pentru variații, în cazul în care SCL pentru variații modelează o componentă electronică amplificatoare (tranzistor, amplificator operațional etc.), care este *consumatoare* de putere? Răspunsul se află ușor, dacă examinăm comportarea componentei respective

pentru valorile statice ale semnalului ; într-adevăr, ea consumă putere pentru valori statice, iar această putere este întotdeauna mai mare decît puterea cedată pentru variații. Puterea netă este deci putere consumată, ceea ce este perfect natural.

Subliniem faptul că proprietatea de a consuma putere pentru valori statice se manifestă chiar și în cazul în care modelul componentei respective pentru valori statice este tot o SCL! Spre ilustrare, să examinăm schema echivalentă pentru valori statice din figura 3.15, *c*. (Ea se obține din schema de principiu dată în figura 3.15, *a*, ținînd seama că cele două condensatoare reprezintă întreruperi pentru valoarea statică a curentului și modelînd tranzistorul printr-o SCL de tip CII pentru valori statice.)

Puterea consumată de către această SCL la poarta ei de ieșire se scrie

$$P = V_{CE}\beta_F I_B. \tag{3.18}$$

Ori, în regiunea normală de lucru a unui tranzistor de tip npn ca amplificator tensiunea V_{CE} este pozitivă, iar din schemă rezultă că și curentul I_B este pozitiv. Deoarece factorul β_F este și el pozitiv, conchidem că $P > 0$, adică reprezintă efectiv o putere consumată. (Cu alte cuvinte, SCL pentru valori statice lucrează în regim de consumator de putere la poarta ei de ieșire.)

Datorită faptului că SCL pentru variații pot să genereze la ieșire o putere mai mare decît puterea absorbită la intrare, componentele electronice care pot fi modelate prin astfel de surse sînt numite *componente active*. Exemple tipice sînt astăzi tranzistoarele și AO integrate.

3.3. ROLURILE SCL PENTRU VARIAȚII

După cum am văzut, o serie de componente electronice (tranzistoare, AO integrate etc.) pot fi modelate idealizat prin SCL pentru valori statice și SCL pentru variații.

În cele ce urmează examinăm rolurile pe care le pot juca SCL pentru variații, care au o gamă mai largă de roluri decît SCL pentru valori statice. Importanța practică a cunoașterii acestor roluri derivă din faptul că ele reflectă în formă idealizată (esențializată) rolurile principale care revin componentelor electronice corespunzătoare în circuitele electronice reale.

Scanned with OKEN Scanner

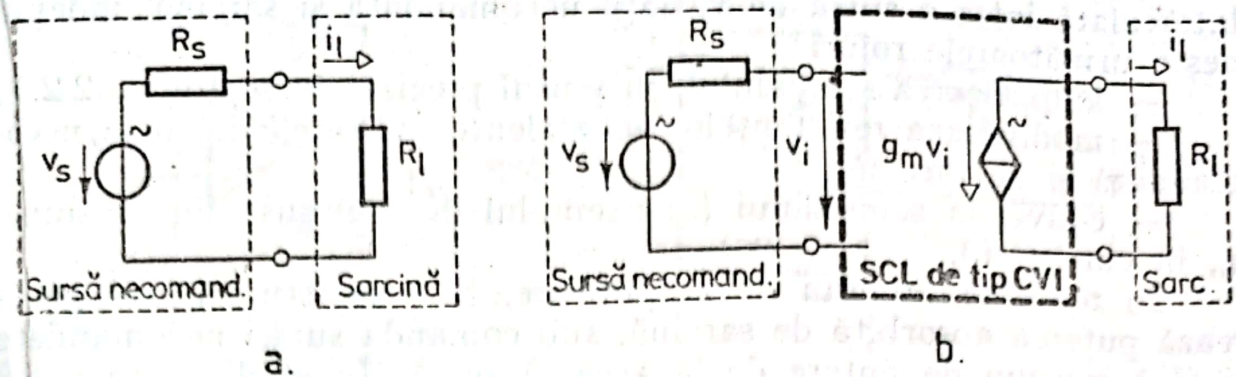


Fig. 3.16. Exemplu pentru evidenţierea rolurilor SCL pentru variaţii: *a* — interconectarea directă a unei surse necomandate cu o sarcină; *b* — intercalarea unei SCL de tip CVI între sursa necomandată şi sarcină.

Am arătat în secţiunea 3.1.3 că SCL pentru variaţii sînt amplificatoare ideale. De aici decurge direct că rolul lor fundamental constă în amplificarea semnalelor electrice. Simultan cu acesta, ele joacă însă şi alte roluri, oricare dintre ele putînd constitui scopul principal urmărit într-o aplicaţie particulară. Vom evidenţia rolurile SCL pentru variaţii cu ajutorul unui exemplu.

Exemplul 3.6. Se cere ca o sarcină, avînd rezistenţa echivalentă pentru variaţii R_l, să fie conectată astfel ca prin ea să treacă un curent alternativ sinusoidal de frecvenţă f. Se dispune de o sursă necomandată de semnal alternativ sinusoidal de frecvenţa f, avînd tensiunea de mers în gol v_s şi rezistenţa de ieşire R_s, şi de o componentă electronică ce poate fi modelată printr-o SCL pentru variaţii de tip CVI.

Sînt posibile două soluţii. Cea mai simplă constă în interconectarea directă a sursei necomandate cu sarcina, aşa cum se arată în schema din figura 3.16, *a*, în care s-a modelat sursa necomandată printr-o sursă Thévenin, iar sarcina, printr-o rezistenţă R_l.

Soluţia mai complicată constă în intercalarea componentei electronice între sursa necomandată şi sarcină, aşa cum se arată în figura 3.16, *b*, unde componenta electronică s-a modelat printr-un CVI.

Să examinăm cele două soluţii din punctul de vedere al originii puterii P_l absorbite de sarcină, al valorii puterii P_s cedate de sursă şi al influenţei valorii R_l a rezistenţei de sarcină asupra intensităţii i_l a curentului prin sarcină.

Se constată imediat că, în cazul soluţiei din figura 3.16, *a*, puterea P_l provine în întregime de la sursa necomandată, puterea P_s cedată de această sursă este mai mare decît zero şi are o valoare care depinde de rezistenţa R_l a sarcinii, iar intensitatea i_l depinde şi ea de R_l.

În cazul soluţiei din figura 3.16, *b*, puterea P_l provine în întregime de la sursa comandată CVI, sursa necomandată nu cedează putere ($P_s = 0$), iar intensitatea i_l este independentă de rezistenţa R_l a sarcinii, deoarece $v_i = v_s$ şi deci i_l depinde numai de tensiunea de mers în gol v_s şi de transconductanţa g_m a SCL.

Exemplul considerat ne permite să completăm imaginea avută anterior şi să conchidem că o sursă comandată liniară pentru variaţii,

Scanned with OKEN Scanner

intercalată între o sursă de variații necomandată și sarcină, îndeplinește următoarele roluri:

— amplificarea semnalului, în sensul precizat în secțiunea 2.2.1;

— modificarea rezistențelor echivalente „văzute" de sursa necomandată și de sarcină;

— conversia semnalului (în exemplul de mai sus, din tensiune, v_i, în curent, i_i).

În realizarea rolului de amplificare, SCL pentru variații generează puterea absorbită de sarcină, sub comanda sursei necomandate și fără consum de putere de la această sursă. În modificarea rezistențelor echivalente, SCL pentru variații înlocuiește rezistențele circuitului exterior ei prin propriile ei rezistențe: sursa necomandată vede rezistența de intrare a SCL în loc de rezistența R_i a sarcinii, iar sarcina vede rezistența de ieșire a SCL în loc de rezistența R_e de ieșire a sursei necomandate. Rezistența de intrare a unei SCL fiind zero sau infinit, rezultă că sursa necomandată nu debitează putere; rezistența de ieșire a unei SCL fiind și ea zero sau infinit, rezultă independența semnalului prin sarcină (în cazul dat, curentul) de valoarea sarcinii.

Conversia semnalului, prin care înțelegem schimbarea naturii lui, are loc numai în cazul folosirii unor SCL de tip CVI sau CIV, al căror factor de transfer direct este dimensional (transconductanță, respectiv transrezistență).

SCL sînt însă modele ideale ale componentelor electronice; de pildă, ele modelează rezistențele reale de intrare și ieșire, care au valori finite și nenule, prin rezistențe de valori limită (zero sau infinit). În paragraful următor arătăm cum pot fi folosite SCL la obținerea unor modele cu rezistențe de intrare și ieșire neidealizate.

În cazurile în care neidealitatea rezistențelor de intrare și ieșire ale componentelor electronice este supărătoare, consecințele ei pot fi micșorate prin introducerea unei reacții negative. Această problemă este tratată în capitolul următor.

3.4. FOLOSIREA SCL LA MODELAREA NEIDEALIZATĂ A COMPONENTELOR ELECTRONICE. SCHEME ECHIVALENTE ALE DIPORȚILOR

3.4.1. ADĂUGAREA UNOR REZISTENȚE ÎN EXTERIORUL SCL

Dacă o componentă electronică admite modelarea idealizată printr-o SCL, dar este necesar ca în analiza circuitului respectiv să nu se idealizeze rezistențele ei de intrare și/sau de ieșire, se modelează

Scanned with OKEN Scanner

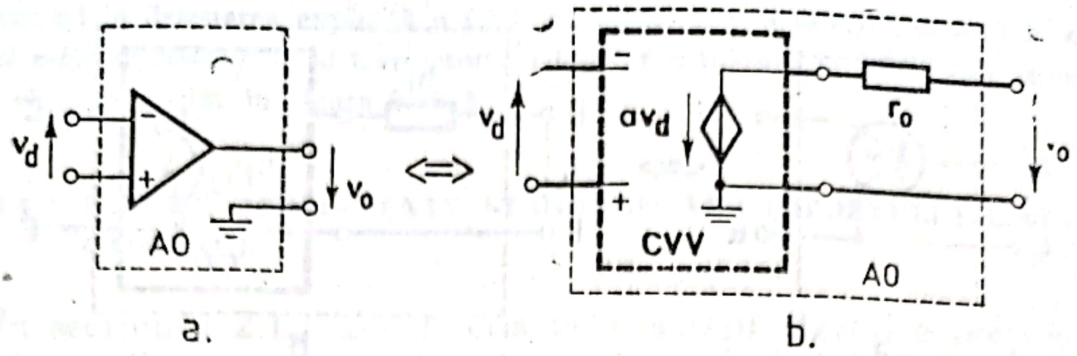


Fig. 3.17. Modelare neidealizată a unui AO integrat: *a* — simbolul AO integrat; *b* — model neideal obținut prin înserierea rezistenței de ieșire r_o a AO cu poarta de ieșire a modelului ideal CVV.

componenta prin SCL și se adaugă în exterior rezistența de intrare și/sau de ieșire reală, după cum urmează:

— rezistența de intrare a componentei se înseriază cu poarta de intrare a SCL, dacă rezistența de intrare a SCL este zero (comandă prin curent: CII sau CIV), sau se leagă în paralel cu poarta de intrare a SCL, dacă rezistența de intrare a SCL este infinit (comandă prin tensiune: CVV sau CVI);

— rezistența de ieșire a componentei se înseriază cu poarta de ieșire a SCL, dacă rezistența de ieșire a SCL este zero (sursă de tensiune: CVV sau CIV), sau se leagă în paralel cu poarta de ieșire a SCL, dacă rezistența de ieșire a SCL este infinit (sursă de curent: CII sau CVI).

Exemplul 3.7. Să elaborăm modelul unui AO integrat, care are amplificarea în tensiune *a*, ținînd seama de valoarea finită și nenulă a rezistenței sale de ieșire r_o.

Așa cum am mai spus, modelul ideal al unui AO integrat este un CVV (vezi, de pildă, figura 3.13). Rezultă fără dificultate modelul care ține seama de rezistența r_o (figura 3.17, *b*).

Exemplul 3.8. Să elaborăm modelul pentru variații al unui tranzistor bipolar în conexiunea EC, cu factorul diferențial de transfer direct în curent h_f, ținînd seama de valoarea finită și nenulă a rezistenței lui diferențiale de intrare, h_i.

Am amintit în exemplul 3.5 de la pagina 75 că, în aceleași condiții ca aici, modelul ideal pentru variații este o SCL pentru variații, de tip CII (figura 3.14, *c*). (Notațiile β_f și h_f au aceeași semnificație.)

Înseriind rezistența h_i cu poarta de intrare a CII, rezultă modelul cerut (figura 3.18), numit *model hibrid simplificat* al tranzistorului bipolar. Acest model permite analiza rapidă și ușoară a amplificatoarelor cu tranzistoare bipolare, cu erori acceptabile pentru aplicațiile practice uzuale.

Este interesant de remarcat că prin adăugarea unor rezistențe de intrare și ieșire în exteriorul unei SCL de un anumit tip, se obține un model care este echivalent cu orice alt tip de SCL completată cu

Scanned with OKEN Scanner

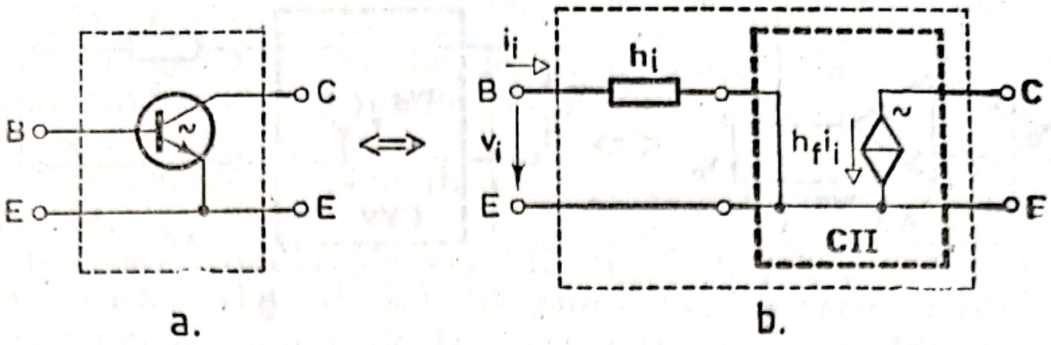


Fig. 3.18. Modelare neidealizată pentru variații a unui tranzistor bipolar în conexiunea EC: *a* — simbolul proprietăților diferențiale ale tranzistorului; *b* — modelul hibrid simplificat.

rezistențe de intrare și ieșire. Echivalența la porțile de ieșire ale modelelor este evidentă dacă ținem seama de echivalența dintre o sursă de tensiune, înseriată cu o rezistență, și o sursă de curent, legată în paralel cu o rezistență (teoremele lui Thévenin și Norton). Echivalența la porțile de intrare ale modelelor decurge direct din legea lui Ohm, așa cum se arată în exemplul următor.

***Exemplul* 3.9.** **La poarta de intrare a modelului hibrid simplificat al tranzistorului bipolar** (figura 3.18, *b*), legea lui Ohm se scrie

$$i_i = v_i/h_i. \tag{3.19}$$

În loc de a considera că SCL din model este comandată prin curent (CII), **putem deci considera că ea este comandată prin tensiune** (CVI), **obținînd modelul din figura 3.19, *a*.** Introducînd notațiile

$$g_m =: h_f/h_i, \tag{3.20}$$

$$r_\pi =: h_i, \tag{3.21}$$

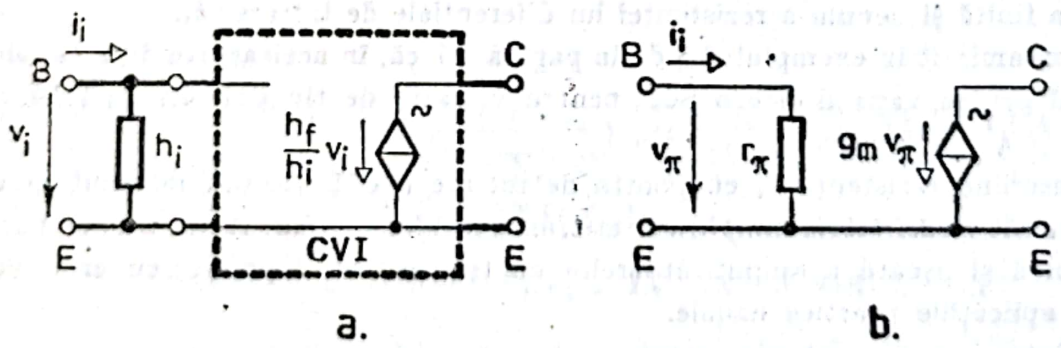


Fig. 3.19. Modelul π-hibrid simplificat al tranzistorului bipolar: *a* — transformarea comenzii prin curent din figura 3.18, *b* în comandă prin tensiune; *b* — forma uzuală a modelului π-hibrid simplificat.

Scanned with OKEN Scanner

și renunțînd la desenarea explicită a CVI, obținem schema din figura 3.19, *b*, numită *modelul π-hibrid simplificat* al tranzistorului bipolar și folosită la fel de des ca modelul hibrid simplificat dat în figura 3.18, *b*.

3.4.2. SCHEME ECHIVALENTE STANDARD ALE DIPORTULUI LINIAR OARECARE

În secțiunea 2.1.1 am descris prin ecuații algebrice proprietățile unui diport liniar oarecare, la cele două porți ale lui. Folosind modelul SCL, putem trece acum la prezentarea schemelor electrice cele mai simple care satisfac ecuațiile de diport. Deoarece sînt posibile șase sisteme diferite de ecuații de diport, un diport oarecare poate fi reprezentat prin șase scheme echivalente diferite una de alta. Ne limităm, ca și în secțiunea 2.1.1, la descrierea proprietăților pentru variații.

Pentru fiecare familie de parametri de diport există o schemă echivalentă standard, în care cei patru parametri corespund la patru elemente de circuit. De exemplu, ecuațiilor de diport (2.2, *a*), în parametrii *z*,

$$\begin{aligned} v_i &= z_i i_i + z_r i_o, \\ v_o &= z_f i_i + z_o i_o, \end{aligned} \qquad (3.22, a)$$

le corespunde schema echivalentă standard din figura 3.20, *a*. În mod analog, ecuațiilor de diport (2.2, *b*) și (2.2, *c*), în parametrii *y*, respectiv *h*,

$$\begin{aligned} i_i &= y_i v_i + y_r v_o, \\ i_o &= y_f v_i + y_o v_o, \end{aligned} \qquad (3.22, b)$$

$$\begin{aligned} v_i &= h_i i_i + h_r v_o, \\ i_0 &= h_f i_i + h_o v_o, \end{aligned} \qquad (3.22, c)$$

le corespund schemele echivalente standard din figurile 3.20, *b* și *c*.

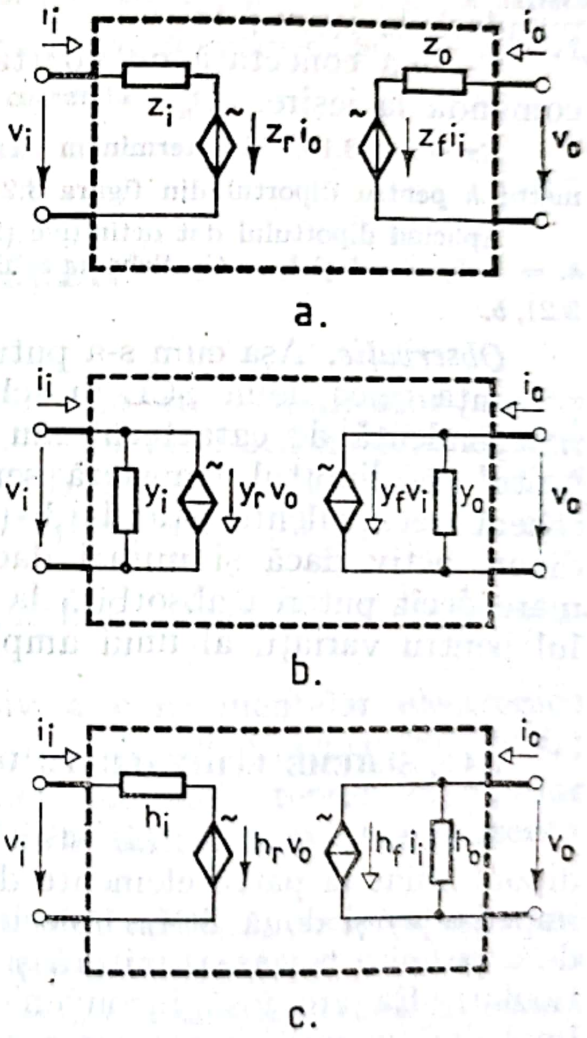


Fig. 3.20. Scheme echivalente standard ale diportului oarecare: *a* — cu parametrii *z*; *b* — cu parametrii *y*; *c* — cu parametrii *h*.

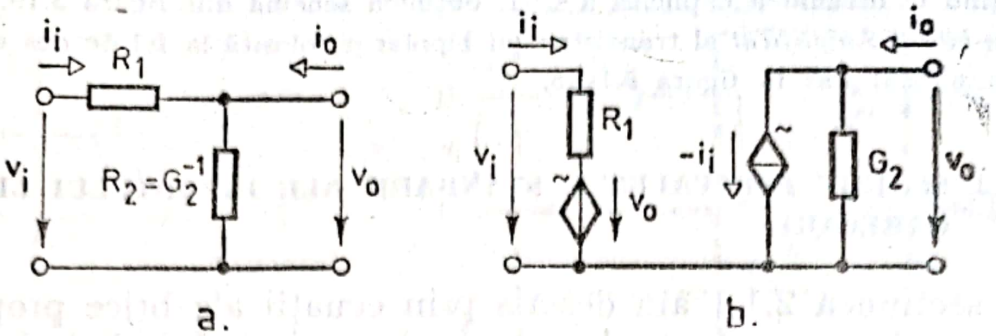


Fig. 3.21. Exemplu de modelare a unui diport pasiv: *a* — diportul dat; *b* — schema echivalentă standard cu parametrii *h*.

În fiecare din aceste scheme echivalente apar două SCL:

— una conectată cu poarta de comandă la intrare şi poarta comandată la ieşire;

— una conectată cu poarta comandată la intrare şi poarta de comandă la ieşire.

Exemplul 3.10. **Să determinăm elementele schemei echivalente standard în parametrii *h* pentru diportul din figura 3.21, *a*.**

Aplicînd diportului dat definiţiile (2.4) ale parametrilor hibrizi, obţinem $h_i = R_1$, $h_r = 1$, $h_f = -1$ şi $h_o = G_2$. Schema echivalentă corespunzătoare este arătată în figura 3.21, *b*.

Observaţie. Aşa cum s-a putut constata şi în exemplul considerat, prezenţa celor două SCL în schema echivalentă a unui diport este independentă de caracterul său activ sau pasiv; ele reflectă numai faptul că diportul transferă semnal de la o poartă la cealaltă. O schemă echivalentă standard (pentru variaţii) este modelul unui diport activ dacă şi numai dacă puterea cedată la ieşire este mai mare decît puterea absorbită la intrare; în acest caz, ea este modelul pentru variaţii al unui amplificator.

3.4.3. SCHEME ECHIVALENTE DEZVOLTATE ALE DIPORŢILOR LINIARI

Schemele echivalente standard reduc toate proprietăţile unui diport liniar la patru elemente de circuit, două rezistenţe (în general, impedanţe) şi două SCL. Folosirea schemelor standard are avantajul de a permite tratarea unitară şi sistematică a tuturor diporţilor particulari. Ea are însă inconvenientul unei formalizări excesive, care împiedică uneori interpretarea sugestivă a fenomenelor fizice interne ale diportului. Cînd se urmăreşte o reflectare mai directă a fenomenelor fizice interne, se recurge la scheme echivalente nestandard, mai dezvoltate, care se obţin prin adăugarea în exteriorul modelului ideal

Scanned with OKEN Scanner

de tip SCL a oricîte și orice fel de componente de circuit: rezistențe, capacități, diode, surse necomandate etc.

Exemplul 3.11. Pentru a pune în evidență fenomenele fizice care determină proprietățile tranzistoarelor bipolare la variații rapide (proprietățile la frecvențe înalte), se folosește des schema echivalentă Giacoletto, arătată în figura 3.22 [7].

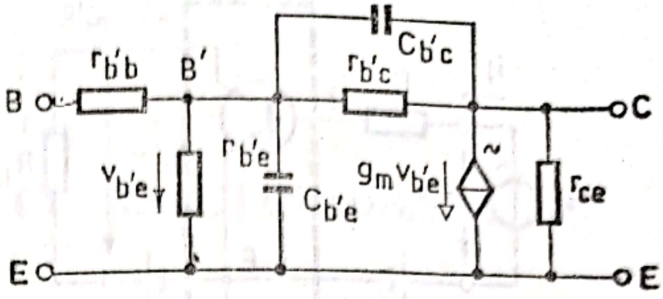


Fig. 3.22. Schema echivalentă Giacoletto a tranzistoarelor bipolare în conexiunea EC.

Aici apar: rezistența joncțiunii emitoare $r_{b'e}$, rezistența joncțiunii colectoare $r_{b'c}$, rezistența de modelare a transportului purtătorilor prin bază r_{ce}, rezistența de volum a bazei $r_{bb'}$, capacitatea de difuzie a joncțiunii emitoare $C_{b'e}$ și capacitatea de barieră a joncțiunii colectoare $C_{b'c}$. Toate acestea sînt adăugate în exteriorul SCL de tip CVI, avînd tensiunea de comandă $v_{b'e}$ și curentul comandat $g_m v_{b'e}$.

3.5. CONCLUZII

Orice componentă electronică folosită ca amplificator are în modelul ei cel puțin o sursă comandată liniară. Dacă modelul descrie proprietățile pentru valori statice, SCL este o sursă pentru valori statice; dacă modelul descrie proprietățile pentru variații, SCL este o sursă pentru variații.

Analiza unui circuit electronic amplificator are două etape principale:

1°, modelarea circuitului, inclusiv a componentelor electronice amplificatoare, care conduce la o schemă echivalentă ce conține SCL;

2° analiza schemei echivalente cu metodele teoriei circuitelor electrice, dar ținînd seama de particularitățile impuse de prezența SCL, conform paragrafului 3.2.

Exemplul 3.12. Să determinăm amplificarea în curent A_i, amplificarea în tensiune A_v, amplificarea transimpedanță $A_{v/i}$, rezistența diferențială de intrare R_i și rezistența diferențială de ieșire R_e ale amplificatorului cu tranzistor bipolar avînd schema de principiu din figura 3.23, *a*.

Aplicație numerică: $R_B = 4\ \text{k}\Omega$, $R_L = 4\ \text{k}\Omega$, $h_i = 1\ \text{k}\Omega$, $h_f = 100$.

1° Modelarea circuitului și a componentei electronice amplificatoare (tranzistorul). Deoarece proprietățile cerute sînt proprietăți pentru variații, ne interesează schema echi-

Scanned with OKEN Scanner

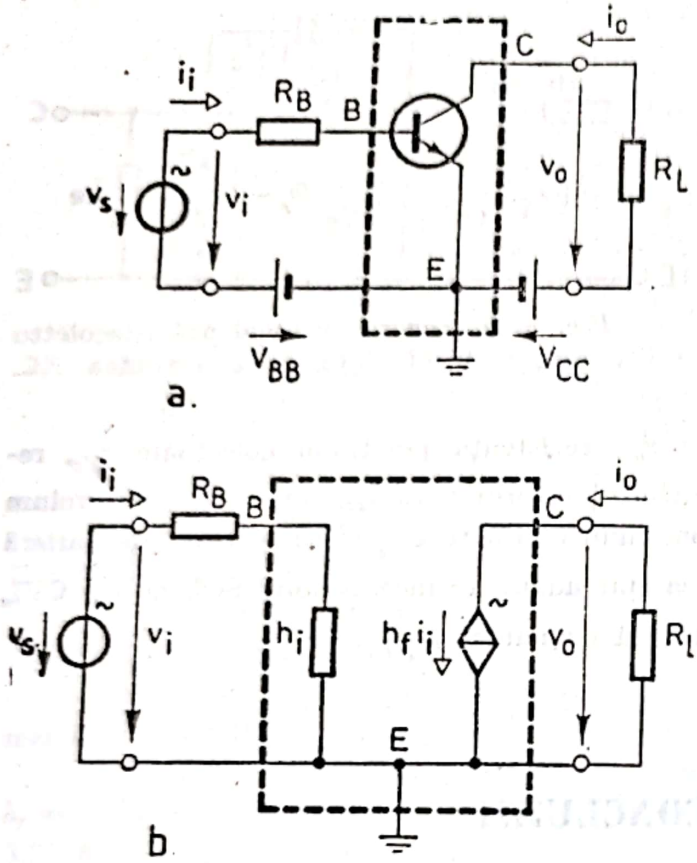


Fig. 3.23. Amplificator cu tranzistor bipolar: *a* — schema de principiu; *b* — schemă echivalentă pentru variații.

valentă pentru variații. Pentru a o obține, înlocuim sursele de tensiune continuă V_{BB} și V_{CC} prin scurtcircuite și tranzistorul printr-un model pentru variații, de pildă prin modelul hibrid simplificat din figura 3.18, *b*. Rezultă astfel schema echivalentă din figura 3.23, *b*.

2° Analiza schemei echivalente. Calculele fiind foarte simple, dăm numai expresiile finale:

$$A_i = h_f, \tag{3.23}$$

$$A_v = -h_f R_L/R, \tag{3.24}$$

$$A_{v/i} = -h_f R_L, \tag{3.25}$$

$$R_i = R, \tag{3.26}$$

$$R_o = \infty, \tag{3.27}$$

unde am notat

$$R =: R_B + h_i. \tag{3.28}$$

Aplicația numerică: $A_i = 100$, $A_v = -80$, $A_{v/i} = -400\ \text{k}\Omega$, $R_i = 5\ \text{k}\Omega$.

BIBLIOGRAFIE

1. Mocanu, C. I. *Teoria circuitelor electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1979.
2. International Rectifier. *Data Sheet No. PD—9.318. MOSFET Transistors*. Hurst Green, Oxted, Surrey, Marea Britanie.
3. Dascălu, D. *Circuite electronice. Note de curs (uz intern)*. Institutul politehnic, București, 1979.
4. Dascălu, D., Turic, L., Hoffman, I. *Circuite electronice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1981.
5. Senturia, S. D., Wedlock, B. D. *Electronic Circuits and Applications* — traducerea în limba rusă, Izdatelistvo „Mir", Moscova, 1977.
6. Miron, C. *Notă privind aplicarea metodei suprapunerii la analiza circuitelor cu surse comandate liniare*, comunicată la „Al V-lea Simpozion Informatică și Conducere", Cluj-Napoca, mai 1979.
7. Vasilescu, G., Lungu, S. *Electronică*. București Editura didactică și pedagogică, 1981.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL 4

AMPLIFICATOARE CU REACȚIE IDEALĂ

În cibernetică se numește *reacție* fenomenul prin care efectul produs de o cauză influențează acțiunea acelei cauze. În acest înțeles termenul este sinonim cu *conexiune inversă*, *legătură inversă* și *feedback*. Se întîlnesc sisteme cu reacție în tehnică, în natură (organismele vii, anumite sisteme nevii) și în societate.

Amplificatoarele electronice cu reacție constituie o clasă de sisteme tehnice cu reacție. Cauza luată în considerare este semnalul de excitație aplicat la intrare, iar efectul este semnalul de răspuns obținut la ieșire. Prin reacție, acțiunea excitației este influențată de răspuns. Acest lucru este posibil datorită prezenței unei căi de transmisie inversă a semnalului, de la ieșire la intrare. Amplificatoarele cu reacție sînt deci *bilaterale*, adică transmit semnalul în ambele sensuri, atît de la intrare la ieșire, cît și de la ieșire la intrare.

Adăugarea unei reacții la un amplificator electronic are ca scop obținerea unor modificări favorabile ale proprietăților lui — sensibilitatea amplificării, valoarea amplificării, imitanțele de intrare și de ieșire, distorsiunile etc. — sau chiar transformarea sa din amplificator într-un alt tip de circuit: oscilator cu reacție, circuit basculant etc.

Studierea amplificatoarelor cu reacție se poate face fie cu ajutorul metodelor teoriei generale a circuitelor electronice, fie cu ajutorul metodelor specifice sistemelor cu reacție. În capitolul de față abordăm calea a doua, deoarece conduce la o imagine mai unitară, clară și concisă a efectelor adăugării unei reacții. Această imagine contribuie la înțelegerea mai profundă a fenomenului reacției, iar formalismul matematic asociat permite simplificarea analizei și proiectării amplificatoarelor cu reacție.

4.1. NOȚIUNI DE BAZĂ. CLASIFICĂRI

Întreg studiul care urmează privește comportarea amplificatoarelor cu reacție sub acțiunea componentelor variabile ale semnalelor. Conform convențiilor pentru notații, componentele variabile (varia-

Scanned with OKEN Scanner

ţiile) semnalelor vor fi notate cu simboluri minuscule şi indici minusculi. Proprietăţile corespunzătoare de circuit (parametri, funcţii de circuit) fiind proprietăţi diferenţiale, vor fi notate cu simboluri afectate de indici minusculi. (De cîte ori nu vor fi strict necesari pentru evitarea unor confuzii, vom omite însă aceşti indici.)

4.1.1. DEFINIŢII

Structura de bază a amplificatoarelor cu reacţie este arătată în schema bloc informaţională din figura 4.1, care indică blocurile componente şi circulaţia semnalelor purtătoare de informaţie. Un amplificator cu reacţie este deci compus dintr-un *amplificator de bază* (calea directă de transmisie a semnalului), un *bloc de reacţie* (calea de reacţie, de transmisie inversă a semnalului) şi un *element de adunare*.

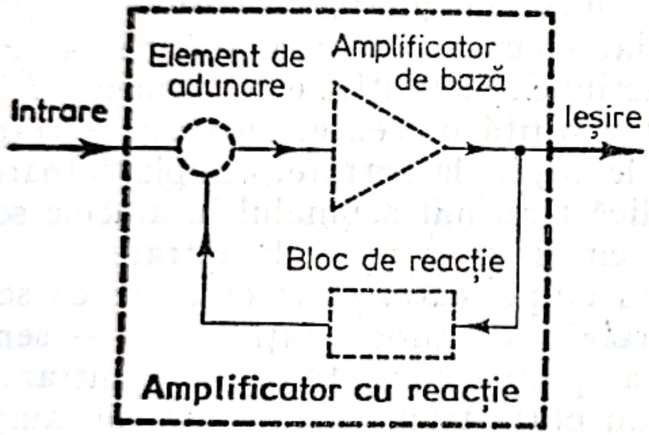


Fig. 4.1. Schema bloc informaţională a amplificatoarelor cu reacţie ideală.

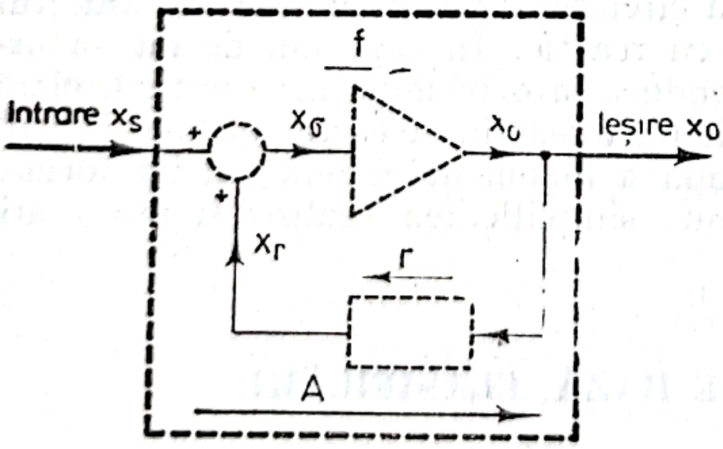


Fig. 4.2. Transmitanţele şi semnalele caracteristice schemei bloc informaţionale a amplificatoarelor cu reacţie ideală.

„Elementul" de adunare nu corespunde unei unităţi fizice distincte. El este o noţiune abstractă, care simbolizează în schema bloc operaţia de adunare algebrică.

Amplificatorul de bază şi blocul de reacţie constituie împreună *bucla de reacţie*.

În lucrările care tratează numai reacţia negativă se preferă înlocuirea elementului de adunare cu un element de scădere (numit şi comparator), fapt care duce la modificarea semnului termenului corespunzător în toate relaţiile matematice [1], [2], [3].

Transmitanţele caracteristice schemei bloc informaţionale sînt (figura 4.2):

— *transmitanţa* (în sens direct, intrare → ieşire) *căii directe*, notată cu f;

Scanned with OKEN Scanner

— *transmitanța* (în sens invers, ieșire → intrare) *căii de reacție*, notată cu r;
— *transmitanța buclei de reacție*, egală cu produsul fr (și notată în unele lucrări cu T [4]);
— *transmitanța* (în sens direct, intrare → ieșire) *întregului amplificator cu reacție*, notată cu A.

Observație. Ca regulă generală, notăm proprietățile de circuit ale blocurilor componente (calea directă și calea de reacție) cu simboluri minuscule, iar proprietățile întregului amplificator cu reacție, cu simboluri majuscule.

În schema bloc informațională acționează următoarele semnale (figura 4.2):

— *semnalul de intrare* (excitația) x_i, aplicat din afara circuitului;
— *semnalul de ieșire* (răspunsul) x_e;
— *semnalul de reacție* x_r, transmis de la ieșire la intrare;
— *semnalul sumă* x_a, aplicat la intrarea amplificatorului de bază.

Prezența reacției face ca semnalul x_a, care comandă efectiv amplificatorul de bază, să fie diferit de semnalul de intrare x_i.

Din schema dată în figura 4.2 rezultă direct definițiile transmitanțelor caracteristice:

$$f =: x_e/x_a, \tag{4.1}$$

$$r =: x_r/x_e, \tag{4.2}$$

$$fr =: x_r/x_a, \tag{4.3}$$

$$A =: x_0/x_i. \tag{4.4}$$

Pentru transmitanța A vom folosi de obicei denumirea de *amplificare cu reacție*. Deoarece în absența reacției, adică pentru $r = 0$, $x_a = x_i$, rezultă

$$f = A|_{r=0}; \tag{4.5}$$

de aceea, transmitanța f se numește și *amplificare fără reacție* sau *amplificare cu bucla de reacție deschisă*, întreruptă. (Deschiderea buclei de reacție este echivalentă cu condiția $r = 0$ fiindcă se presupune tacit că deschiderea se realizează prin întreruperea căii de reacție.)

4.1.2. ECUAȚIA FUNDAMENTALĂ A REACȚIEI IDEALE

Ecuația fundamentală a reacției este relația care exprimă amplificarea cu reacție A în funcție de amplificarea fără reacție f și de transmitanța de reacție r.

Ecuația elementului de adunare este

$$x_a = x_s + x_r. \tag{4.6}$$

După substituirea acestei expresii în ecuația de definiție (4.1) și rearanjarea ecuațiilor (4.1) și (4.2) obținem sistemul Cramer

$$\begin{cases} x_0 - fx_r = fx_s \\ -rx_0 + x_r = 0. \end{cases} \tag{4.7}$$

Determinantul acestui sistem, pe care îl notăm cu Δ și îl numim *determinantul reacției*, are expresia

$$\boxed{\Delta = 1 - fr.} \tag{4.8}$$

El este egal cu diferența dintre unitate și transmitanța buclei de reacție, motiv pentru care se numește și diferență de întoarcere. În absența reacției ($r = 0$)

$$\Delta|_{r=0} = 1. \tag{4.9}$$

Rezolvarea sistemului (4.7) conduce la expresia semnalului de ieșire

$$x_0 = \frac{fx_s}{\Delta}. \tag{4.10}$$

Aplicînd definiția (4.4), obținem ecuația fundamentală a amplificării cu reacție ideală

$$\boxed{A = \frac{f}{\Delta}.} \tag{4.11}$$

Amplificarea cu reacție ideală este egală cu raportul dintre amplificarea fără reacție și determinantul reacției.

Prin înlocuirea definiției (4.1) în relația (4.10) obținem expresia semnalului sumă

$$\boxed{x_a = \frac{x_s}{\Delta}.} \tag{4.12}$$

Semnalul sumă este egal cu raportul dintre semnalul de intrare și determinantul reacției.

Relațiile de mai sus permit următoarea interpretare a efectului adăugării unei reacții la un amplificator de bază. Semnalul de ieșire al întregului circuit este egal întotdeauna cu produsul dintre semna-

Scanned with OKEN Scanner

lul x_σ aplicat la intrarea amplificatorului de bază și amplificarea f a acestuia. În absența reacției $x_\sigma = x_s$ și $x_e = fx_s$; în prezența reacției $x_\sigma = x_s/\Delta$ și $x_e = fx_s/\Delta$. Reacția modifică efectul semnalului de intrare prin faptul că modifică valoarea semnalului care comandă efectiv amplificatorul de bază.

Exemplul 4.1. La un amplificator cu amplificarea $f = 90$ se adaugă o cale de reacție cu transmitanța $r = 1/100$. Să determinăm valorile determinantului reacției și amplificării cu reacție.

Transmitanța buclei de reacție are valoarea

$$fr = 90(1/100) = 0{,}9.$$

Din formula (4.8) rezultă

$$\Delta = 1 - 0{,}9 = 0{,}1$$

iar din ecuația fundamentală (4.11).

$$A = \frac{90}{0{,}1} = 900.$$

Relația (4.12) devine

$$x_\sigma = \frac{x_s}{0{,}1} = 10x_s.$$

Prin adăugarea unei reacții amplificarea a crescut de 10 ori, deoarece semnalul care comandă amplificatorul de bază este acum de 10 ori mai mare decît semnalul de intrare x_s.

4.1.3. REACȚIE POZITIVĂ (RP) ȘI REACȚIE NEGATIVĂ (RN)

Sînt posibile două tipuri de reacție:

— reacția *pozitivă*, la care semnalul readus de la ieșire la intrare întărește efectul excitației;

— reacția *negativă*, la care semnalul readus de la ieșire la intrare slăbește efectul excitației.

Dacă admitem, pentru simplitatea expunerii, că transmitanțele f și r ale unui amplificator cu reacție sînt reale,

$$f \in \mathbf{R}, \quad r \in \mathbf{R}, \tag{4.13}$$

semnul reacției este determinat de semnul transmitanței fr a buclei de reacție, conform următoarelor

Definiții. Reacția pentru care $fr > 0$ se numește *reacție pozitivă* (RP) sau regenerativă.

Scanned with OKEN Scanner

Reacția pentru care $fr < 0$ se numește *reacție negativă* (RN) sau degenerativă.

În baza relației (4.3) rezultă o metodă simplă pentru determinarea semnului reacției într-un circuit real: presupunem că la intrarea amplificatorului de bază se aplică un semnal x_σ pozitiv; dacă semnalul x_r readus la intrare prin bucla de reacție este pozitiv, reacția este pozitivă, iar dacă este negativ, reacția este negativă.

Exemplul 4.2. Fie amplificatorul cu reacție avînd schema echivalentă pentru variații din figura 4.3, în care sensurile pozitive ale tensiunilor v_s, v_σ și v_r sînt alese astfel încît să fie adevărată relația (4.6). Să determinăm semnul reacției.

Dacă aplicăm la intrarea tranzistorului o tensiune $v_\sigma > 0$, rezultă un curent $i_b > 0$ și deci un curent $i_c > 0$. Acesta produce pe rezistența R_l o cădere de tensiune $v_0 > 0$, de unde $v_r = -v_0 < 0$. Reacția este negativă.

Observații. 1) Relațiile deduse pînă aici și întreaga teorie din capitolul de față sînt valabile numai dacă funcționarea amplificatorului cu reacție este liniară. În acest scop este necesar să fie satisfăcută condiția

$$fr < 1. \tag{4.14}$$

Condiția (4.14) și definiția (4.8) conduc la inegalitatea

$$\Delta > 0; \tag{4.15}$$

determinantul reacției este pozitiv.

2) Inegalitatea (4.15) și ecuația fundamentală (4.11) conduc la relația

$$A/f > 0. \tag{4.16}$$

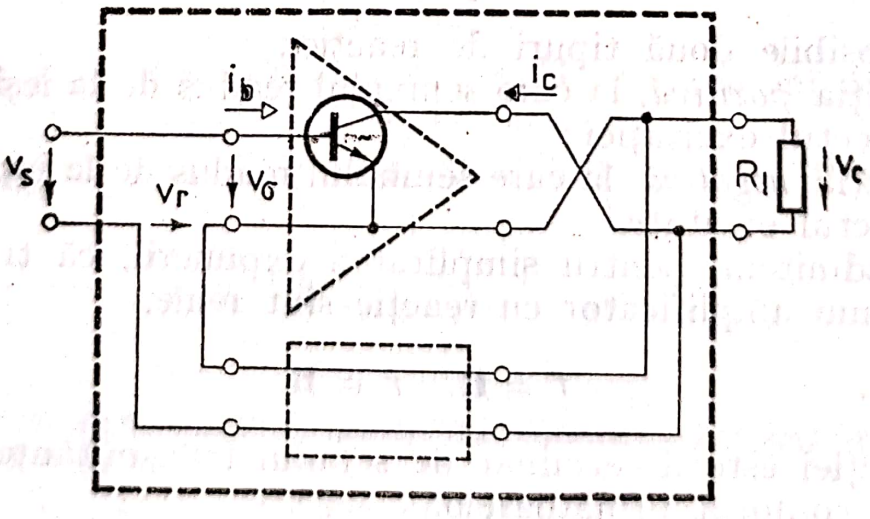


Fig. 4.3. Exemplu de amplificator cu reacție (schemă echivalentă pentru variații).

Scanned with OKEN Scanner

Amplificarea cu reacţie are acelaşi semn cu amplificarea fără reacţie.

În figura 4.4 este reprezentată grafic ecuaţia fundamentală a reacţiei sub forma dependenţei raportului dintre amplificarea cu reacţie şi amplificarea fără reacţie de transmitanţa buclei de reacţie, pentru domeniul de funcţionare liniară, $fr<1$. (Pentru $fr \geqslant 1$ funcţionarea este esenţial neliniară ; amplificatorul cu reacţie îşi schimbă calitativ proprietăţile, devenind oscilator sau circuit basculant, aşa cum vom arăta în paragraful 8.2.)

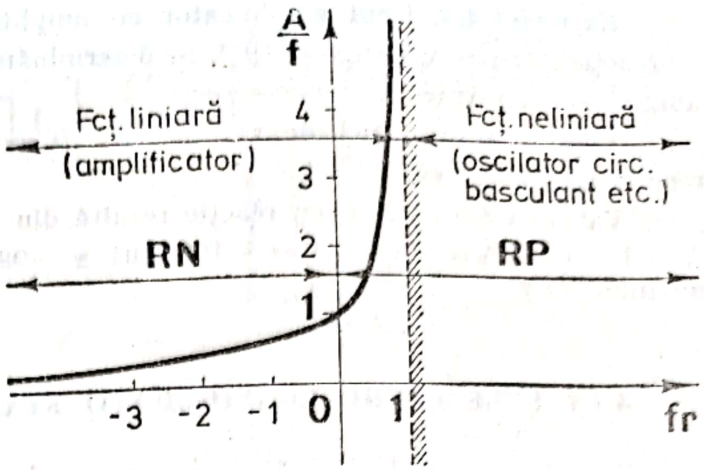


Fig. 4.4. Variaţia raportului dintre amplificarea cu reacţie şi amplificarea fără reacţie în funcţie de transmitanţa buclei de reacţie.

Folosind definiţiile date, este uşor de arătat matematic că RP întăreşte efectul excitaţiei, iar RN slăbeşte efectul ei. În acest scop exprimăm în ecuaţia (4.6) pe x_r în funcţie de x_s cu ajutorul relaţiilor (4.3) şi (4.12) :

$$x_0 = x_s + (fr/\Delta)x_s. \tag{4.17}$$

Deoarece determinantul reacţiei este pozitiv, coeficientul termenului ultim are semnul transmitanţei fr.

La RP $fr > 0$ şi la excitaţia x_s se adună un termen de acelaşi semn cu excitaţia, întărindu-i efectul. La RN $fr < 0$ şi la excitaţie se adună un termen de semn opus, slăbindu-i efectul.

Făcînd uz de expresia (4.8) a determinantului reacţiei şi de ecuaţia fundamentală a reacţiei (4.11) rezultă echivalenţele :

$$\begin{aligned} &\text{RP} \Leftrightarrow fr > 0 \Leftrightarrow \Delta < 1 \Leftrightarrow |A| > |f|, \\ &\text{RN} \Leftrightarrow fr < 0 \Leftrightarrow \Delta > 1 \Leftrightarrow |A| < |f|. \end{aligned} \tag{4.18}$$

Putem să definim acum RP şi RN într-un caz mai general, în care transmitanţele f şi r iau valori complexe. Considerînd că semnalele sînt alternative sinusoidale şi folosind reprezentarea simbolică în complex, spunem că reacţia este pozitivă dacă modulul amplificării cu reacţie este mai mare decît modulul amplificării fără reacţie şi negativă, în cazul opus. Sau, referindu-ne la Δ, spunem că reacţia este pozitivă dacă modulul determinantului reacţiei este subunitar şi negativă, dacă modulul lui este supraunitar.

Scanned with OKEN Scanner

Exemplul 4.3. Unui amplificator cu amplificarea $f = -10^5$ i se adaugă o cale de reacție cu transmitanța $r = 10^{-2}$. Să determinăm semnul reacției realizate și valoarea amplificării cu reacție.

Transmitanța buclei de reacție este $fr = -10^5 \cdot 10^{-2} = -10^3$, negativă, deci reacția este negativă.

Valoarea amplificării cu reacție rezultă din ecuația fundamentală $A = f/\Delta$, unde $\Delta = 1 - (-10^3) = 1001$; $A = -10^5/1001 \simeq -99{,}9$. Modulul ei este mai mic decît modulul lui f.

4.1.4. CELE PATRU CONFIGURAȚII STANDARD ALE REACȚIEI

În tratarea de pînă aici ne-am bazat pe schema bloc informațională a reacției (figurile 4.1 și 4.2), ignorînd natura fizică a semnalelor și transmitanțelor. Trecem acum la studiul situațiilor practice, reprezentate în formă generală prin schema bloc electrică din figura 4.5. Am notat cu:

d′ — diportul amplificator de bază;
d″ — diportul de reacție;
S — uniportul sursă de excitație;
L — uniportul sarcină;
EA — triportul element de adunare;
EM — triportul element de măsurare.

Observații. 1. Numim *porți de intrare* ale diporților d′ și d″ porțile lor legate la EA și *porți de ieșire*, cele legate la EM.

2. Elementul de măsurare nu corespunde unei unități fizice distincte; el este o noțiune abstractă, care simbolizează în schema bloc modul de interconectare a porților de ieșire ale diporților d′ și d″.

Cele patru *configurații standard* ale reacției sînt determinate de modul de interconectare a porților de intrare, respectiv ieșire, ale diporților d′ și d″:

— reacție paralel la intrare și paralel la ieșire $(p - p)$;
— reacție serie la intrare și serie la ieșire $(s - s)$;
— reacție serie la intrare și paralel la ieșire $(s - p)$;
— reacție paralel la intrare și serie la ieșire $(p - s)$.

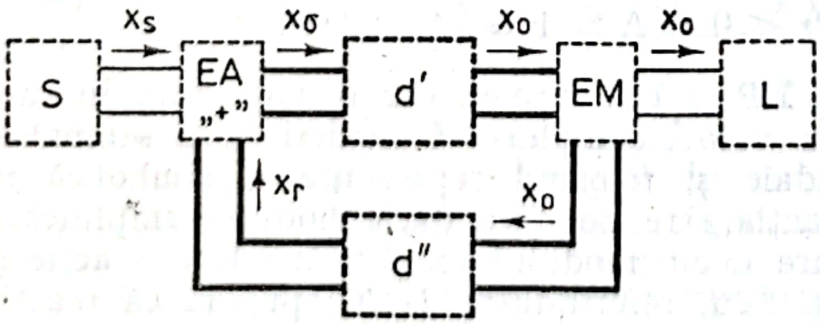


Fig. 4.5. Schema bloc electrică a amplificatoarelor cu reacție (forma generală).

Schemele bloc corespunzătoare sînt arătate în figura 4.6. (Aici se vede că EA și EM

Scanned with OKEN Scanner

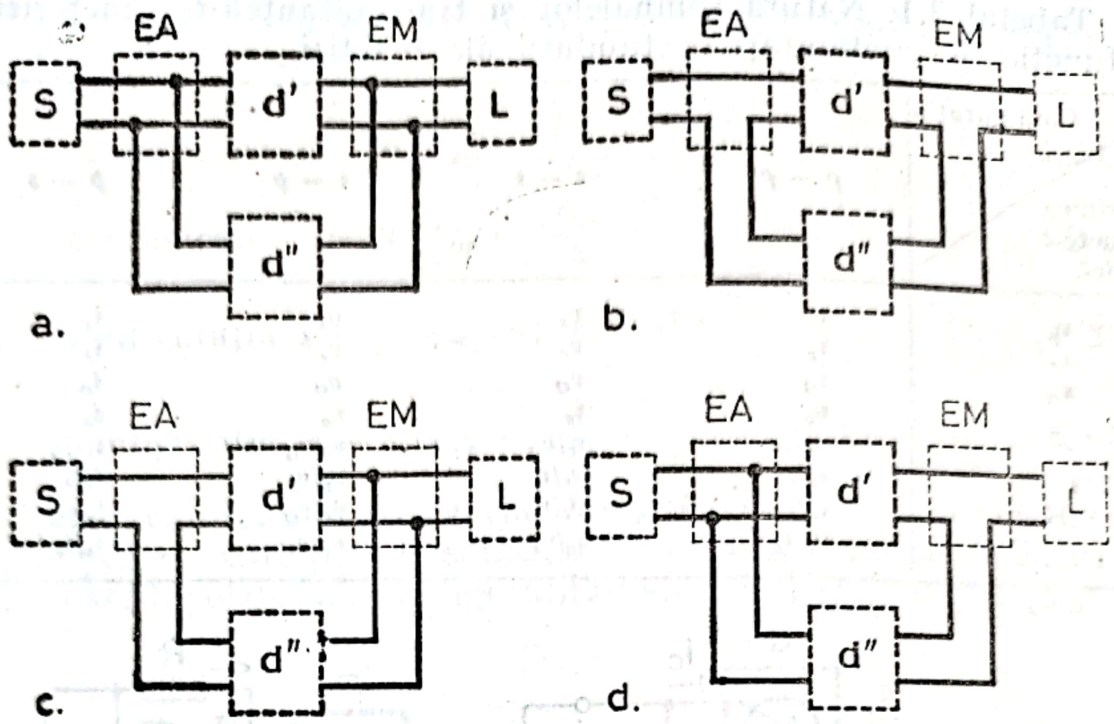


Fig. 4.6. Cele patru configuraţii standard ale reacţiei (scheme bloc): *a* — configuraţia *p—p*; *b* — configuraţia *s—s*; *c* — configuraţia *s—p*; *d* — configuraţia *p—s*.

reprezintă modul de interconectare a porţilor de intrare, respectiv ieşire, ale diporţilor d' şi d".)

Configuraţia unui amplificator cu reacţie determină natura semnalelor lui caracteristice.

La intrare. În cazul adunării paralel (numită şi „în nod") este valabilă teorema lui Kirchhoff pentru curenţi; excitaţia, semnalul de reacţie şi semnalul sumă sînt deci curenţi. În cazul adunării serie, care este duala adunării paralel, aceste semnale sînt tensiuni.

La ieşire. În cazul măsurării paralel (conectare ca voltmetru) se măsoară tensiunea de ieşire, motiv pentru care reacţia paralel la ieşire se numeşte şi *reacţie de tensiune*. În cazul măsurării serie (conectarea ca ampermetru), care este duala măsurării paralel, se măsoară *curentul de ieşire*. Reacţia serie la ieşire se numeşte şi reacţie de curent.

Din natura semnalelor caracteristice şi definiţiile (4.1)... (4.4) decurge direct natura transmitanţelor caracteristice.

Tabelul 4.1 sintetizează rezultatele obţinute.

Observăm că transmitanţa *fr* a buclei de reacţie este totdeauna adimensională, chiar în cazul că transmitanţele *f* şi *r* sînt dimensionale.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 4.1. Natura semnalelor şi transmitanţelor caracteristice în funcţie de configuraţiile standard ale reacţiei.

Mărimea caracteristică \ Configuraţia	$p-p$	$s-s$	$s-p$	$p-s$
x_s	i_s	v_s	v_s	i_s
x_r	i_r	v_r	v_r	i_r
x_σ	i_σ	v_σ	v_σ	i_σ
x_o	v_o	i_o	v_o	i_o
f	v_o/i_σ	i_o/v_σ	v_o/v_σ	i_o/i_σ
r	i_r/v_o	v_r/i_o	v_r/v_o	i_r/i_o
fy	i_r/i_σ	v_r/v_σ	v_r/v_σ	i_r/i_σ
A	v_o/i_s	i_o/v_s	v_o/v_s	i_o/i_s

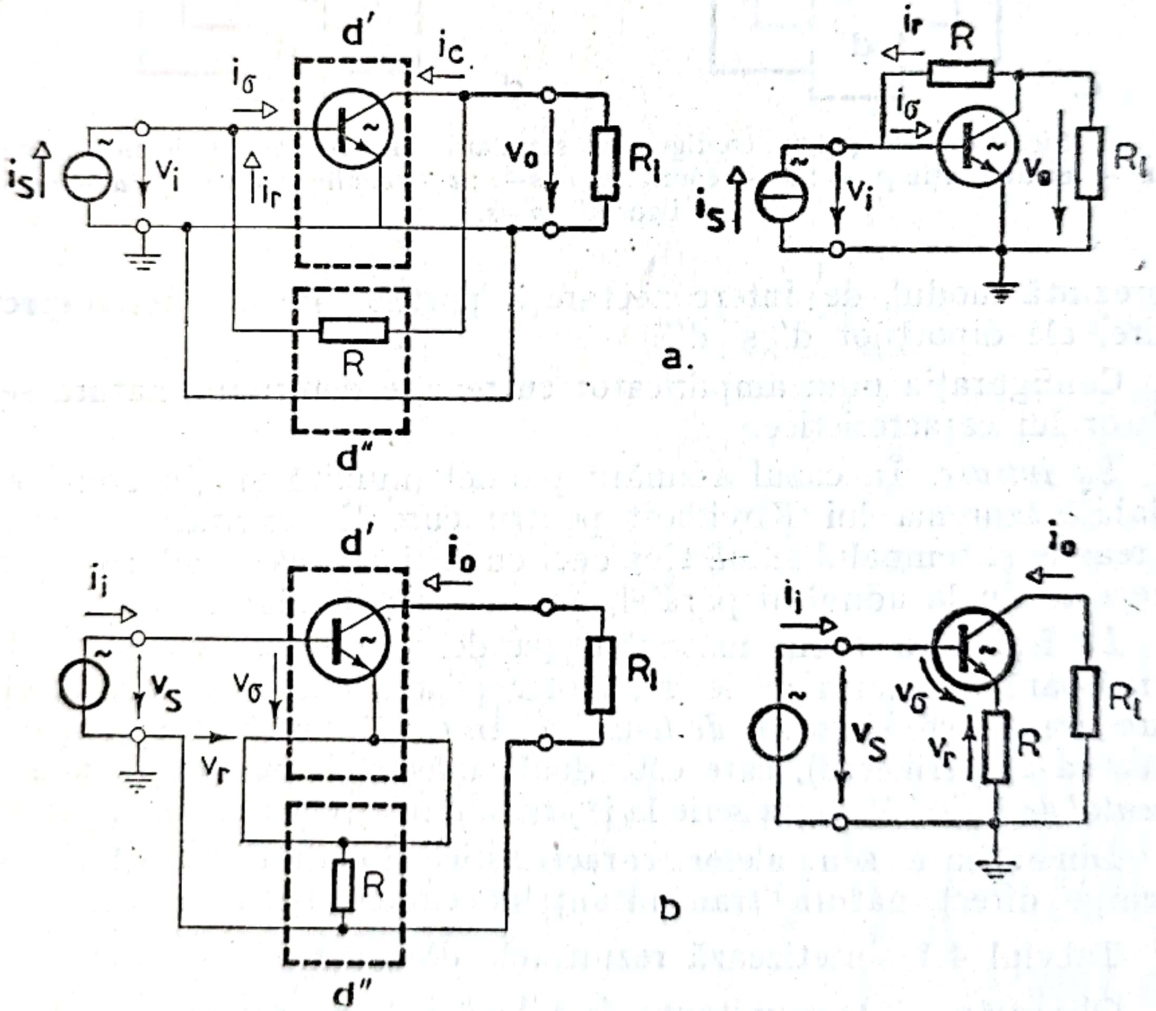


Fig. 4.7. Exemple simple de amplificatoare cu reacţie; *a* — configuraţie $p-p$ (amplificator transimpedanţă); *b* — configuraţie $s-s$ (amplificator transadmitanţă).

Scanned with OKEN Scanner

În funcție de configurație, ecuația fundamentală a reacției ia deci următoarele forme:

— configurația $p - p: A_{v/i} = \frac{f_{v/i}}{\Delta}$; (4.20, *a*)

— configurația $s - s: A_{i/v} = \frac{f_{i/v}}{\Delta}$; (4.20, *b*)

— configurația $s - p: A_{v/v} =: A_v = \frac{f_v}{\Delta}$; (4.20, *c*)

— configurația $p - s: A_{i/i} =: A_i = \frac{f_i}{\Delta}$. (4.20, *d*)

Spre exemplificare, în figurile 4.7 și 4.8 sînt date schemele echivalente pentru variații, corespunzătoare celor mai simple realizări (cu tranzistoare bipolare) ale configurațiilor standard ale reacției [5], [6].

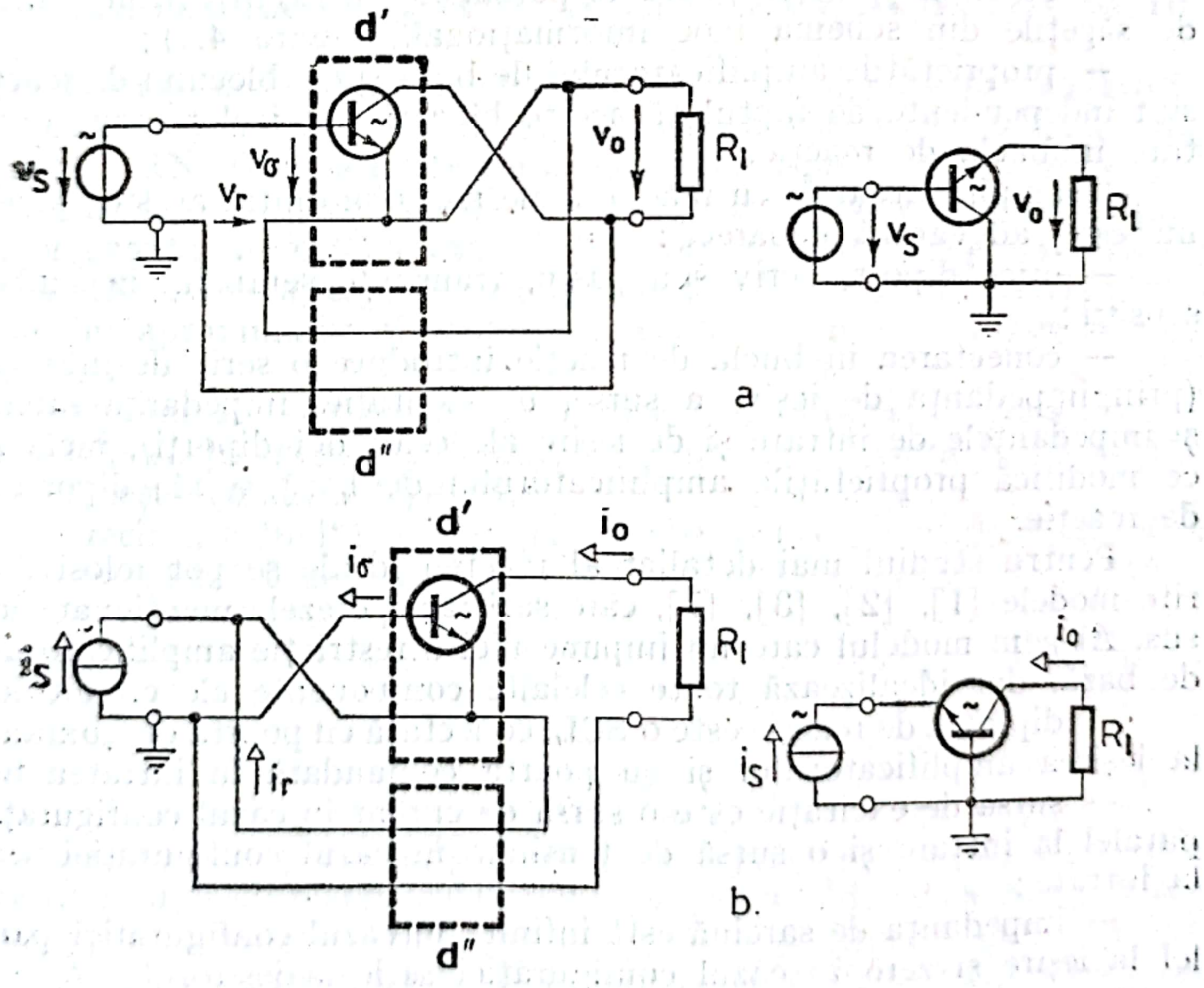


Fig. 4.8. Exemple simple de amplificatoare cu reacție totală: *a* — configurație *s—p* (amplificator repetor de tensiune pe emitor); *b* — configurație *p—s* (amplificator repetor de curent).

Scanned with OKEN Scanner

Amplificatoarele din figura 4.8 au reacţie totală (unitară): în schema din figura 4.8, *a* este readusă la intrare întreaga tensiune de ieşire, iar în schema din figura 4.8, *b*, întreg curentul de ieşire. Prima configuraţie corespunde conexiunii cu CC şi reprezintă repetorul (de tensiune) pe emitor; a doua configuraţie corespunde conexiunii cu BC şi reprezintă repetorul de curent.

4.2. REACŢIE IDEALĂ

4.2.1. IDEALIZAREA GENERALĂ A REACŢIEI

Ecuaţia fundamentală a reacţiei (4.11) este valabilă numai pentru *reacţia ideală*, deoarece stabilirea ei se bazează — tacit — pe următoarele două ipoteze idealizatoare:

— bucla de reacţie poate fi parcursă numai în sensul indicat de săgeţile din schema bloc informaţională (figura 4.1);

— proprietăţile amplificatorului de bază şi ale blocului de reacţie sînt independente de faptul că aceste blocuri sînt izolate sau conectate în bucla de reacţie.

În amplificatoarele cu reacţie reale nici una dintre aceste ipoteze nu este adevărată deoarece:

— orice diport, activ sau pasiv, transmite semnalul în ambele sensuri;

— conectarea în bucla de reacţie introduce o serie de încărcări (prin impedanţa de ieşire a sursei de excitaţie, impedanţa sarcinii şi impedanţele de intrare şi de ieşire ale celor doi diporţi), încărcări ce modifică proprietăţile amplificatorului de bază şi ale diportului de reacţie.

Pentru studiul mai detaliat al reacţiei ideale se pot folosi diferite modele [1], [2], [3], [7], care satisfac ipotezele menţionate mai sus. Alegem modelul care nu impune nici o restricţie amplificatorului de bază, dar idealizează toate celelalte componente ale circuitului:

— diportul de reacţie este o SCL, conectată cu poarta de comandă la ieşirea amplificatorului şi cu poarta comandată la intrarea lui;

— sursa de excitaţie este o sursă de curent în cazul configuraţiei paralel la intrare şi o sursă de tensiune în cazul configuraţiei serie la intrare;

— impedanţa de sarcină este infinită în cazul configuraţiei paralel la ieşire şi zero în cazul configuraţiei serie la ieşire.

Spre exemplificare, schema reacţiei ideale pentru configuraţia $p - p$ are forma din figura 4.9. Deoarece se măsoară tensiunea de

Scanned with OKEN Scanner

ieşire, iar la intrare se adună curenţi, SCL este de tip CVI. Se observă că:

— datorită transmisiei unilaterale a SCL bucla de reacţie nu poate fi parcursă decît într-un singur sens;

— conectarea în bucla de reacţie nu introduce nici o încărcare pentru amplificatorul de bază, iar SCL nu simte, prin definiţie, încărcările la porţile sale.

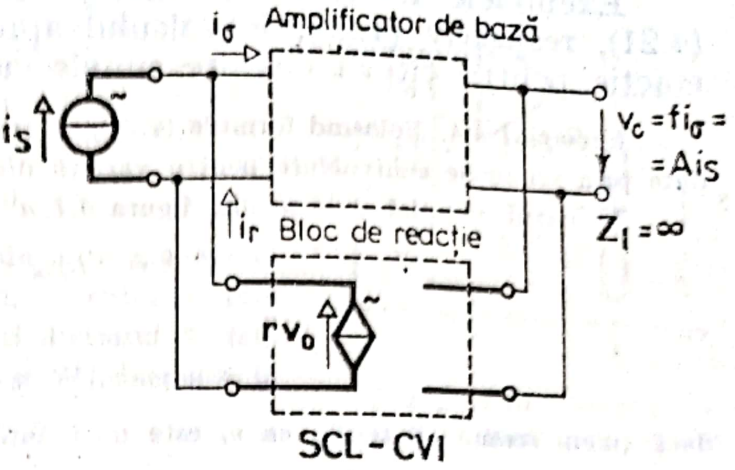


Fig. 4.9. Schema reacţiei ideale pentru configuraţia $p-p$.

4.2.2. REACŢIA NEGATIVĂ CU AMPLIFICAREA FĂRĂ REACŢIE INFINITĂ

O formă de idealizare specifică reacţiei negative o constituie reacţia negativă cu amplificarea fără reacţie infinită, care reprezintă o situaţie limită a RN. Deşi ea nu poate fi realizată în practică, studiul ei prezintă un interes dublu. Pe de o parte, el conturează o imagine simplă şi pregnantă a efectelor extreme pe care le poate avea introducerea unei RN. Pe de altă parte, se obţin relaţii foarte simple, utile pentru calculul aproximativ al unor proprietăţi ale amplificatoarelor reale cu RN.

Numim *RN cu amplificarea fără reacţie infinită*, pe scurt *RN infinită*, reacţia negativă realizată cu un amplificator de bază care îndeplineşte condiţia $|f| \to \infty$.

Trecînd la limită în ecuaţia fundamentală a reacţiei (4.11) şi în expresia (4.12) a semnalului sumă, obţinem respectiv

$$A = -\frac{1}{r}, \qquad (|f| \to \infty) \tag{4.21}$$

$$x_\sigma = 0. \tag{4.22}$$

În cazul RN infinite amplificarea cu reacţie este egală cu inversa transmitanţei de reacţie, luată cu semn schimbat, iar semnalul sumă este egal cu zero.

Amplificatoarele reale cu RN au, de regulă, o reacţie negativă suficient de puternică (profundă) pentru a fi considerată infinită, cel puţin într-o primă aproximaţie.

Scanned with OKEN Scanner

Exemplele 4.4 și 4.5 de mai jos ilustrează aplicarea formulelor (4.21), respectiv (4.22), la calculul aproximativ al amplificărilor cu reacție pentru cîteva circuite simple cu RN.

Exemplul 4.4. Folosind formula (4.21), să evaluăm amplificările circuitelor cu RN date prin schemele echivalente pentru variații din figurile 4.7 și 4.8.

În cazul reacției $p - p$ din figura 4.7, *a*

$$r = : i_r/v_o$$

cu

$$i_r = (v_o - v_i)/R \simeq v_o/R,$$

dacă ținem seama că tensiunea v_i este mică față de v_o. Rezultă

$$A_{v/i} = -R. \tag{4.23}$$

În cazul reacției $s - s$ din figura 4.7, *b*

$$r = : v_r/i_o$$

cu

$$v_r = -R(i_o + i_i) \simeq -Ri_o,$$

dacă ținem seama că intensitatea curentului de intrare este mică față de cea a curentului de ieșire. Rezultă

$$A_{i/v} = 1/R. \tag{4.24}$$

În cazul reacției $s - p$ din figura 4.8, *a*

$$r = : v_r/v_o = -1$$

și rezultă

$$A_v = 1. \tag{4.25}$$

În fine, în cazul reacției $p - s$ din figura 4.8, *b*

$$r = : i_r/i_o = 1$$

și rezultă

$$A_i = -1. \tag{4.26}$$

Deși ultimele două rezultate sînt evidente și decurg direct din proprietățile pentru variații ale tranzistorului bipolar, analiza cu metode specifice reacției are un avantaj important. Ea încadrează aceste cazuri particulare într-o perspectivă mai generală, evidențiind faptul esențial că *orice amplificator* cu RN puternică de tip $s - p$ se comportă ca un repetor de tensiune, dacă reacția de tensiune este totală, iar *orice amplificator* cu RN puternică de tip $p - s$ se comportă ca un repetor de curent, dacă reacția de curent este totală.

Scanned with OKEN Scanner

Exemplul 4.5. Să determinăm cu ajutorul formulei (4.22) amplificarea circuitului cu RN $s - p$ dat prin schema de principiu din figura 4.10.

În cazul considerat $x_\sigma = v_\sigma$. Obținem

$$v_\sigma = v_s + v_r = 0.$$

Tensiunea v_σ pe rezistența de intrare a amplificatorului operațional fiind nulă, curentul i prin această rezistență este și el nul și divizorul de tensiune format din rezistențele R și R^- lucrează în gol:

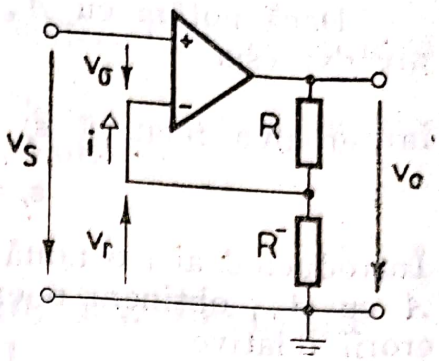


Fig. 4.10. Circuit cu amplificator operațional și RN.

$$v_r = -\frac{R^-}{R + R^-} v_s.$$

Înlocuind aici $v_r = -v_s$, așa cum rezultă din relația precedentă, obținem expresia amplificării cu reacție $A_v = v_o/v_s$

$$A_v = \frac{R + R^-}{R^-}. \tag{4.27}$$

Observații. 1) Formula (4.21) este valabilă numai pentru amplificarea cu reacție avînd natura corespunzătoare configurației standard analizate (v_o/i_s pentru configurația $p - p$, i_o/v_s pentru $s - s$ etc. conform tabelului 4.1). Folosind însă relații de felul celor date în secțiunea 2.2.4, pot fi calculate apoi toate celelalte amplificări.

2) Formula (4.22) este și ea valabilă numai pentru semnalul sumă avînd natura corespunzătoare configurației standard analizate. După aplicarea ei poate fi însă determinată din schema circuitului direct oricare dintre amplificările cu reacție.

Uneori este necesar să cunoaștem eroarea pe care o facem calculînd amplificarea unui circuit real cu ajutorul uneia dintre formulele valabile pentru RN infinită. O expresie aproximativă simplă a erorii se obține în felul următor.

Punem ecuația fundamentală (4.11) sub forma

$$A = -\frac{1}{r}\frac{1}{1 - 1/fr};$$

pentru $|fr| \gg 1$ putem scrie

$$A \simeq -\frac{1}{r}(1 + 1/fr) \tag{4.28}$$

(Aproximarea făcută aici atrage după sine o aproximare în determinarea valorii erorii.)

Scanned with OKEN Scanner

Dacă notăm cu A_∞ valoarea dată de formula (4.21), eroarea ε are expresia

$$\varepsilon =: A_\infty - A,$$

iar eroarea relativă ε_r,

$$\varepsilon_r =: \varepsilon/A = (A_\infty - A)/A.$$

Introducînd aici o nouă aproximare prin înlocuirea la numitor a lui A cu A_∞, obținem o expresie (aproximativă) deosebit de simplă a erorii relative

$$\varepsilon_r = -1/fr. \qquad (4.29, a)$$

Deoarece pentru $|fr| \gg 1$, $\Delta \simeq -fr$, o expresie echivalentă este

$$\varepsilon_r = 1/\Delta. \qquad (4.29, b)$$

Eroarea relativă este pozitivă și este aproximativ egală cu inversul determinantului reacției și cu inversul modulului transmitanței buclei de reacție. De pildă, pentru $fr = -10$, $\varepsilon_r = 10\%$, pentru $fr = -100$, $\varepsilon_r = 1\%$ etc.

Rezultă că eroarea $\varepsilon =: \varepsilon_r A$ are același semn cu amplificarea. Ca urmare, amplificarea calculată în ipoteza unei RN infinite este mai mare în modul decît valoarea exactă.

Exemplul 4.6. Să estimăm ce eroare prezintă relația (4.26) $A_i = -1$, din exemplul 4.4, obținută în ipoteza că RN a circuitului din figura 4.8, *b* este infinită.

Din schema circuitului rezultă că amplificarea fără reacție este

$$f =: i_0/i_\sigma = -\beta,$$

unde β este factorul de transfer direct în curent al tranzistorului. Din exemplul citat știm că $r = 1$, deci

$$\varepsilon_r = -1/fr = 1/\beta.$$

Pentru $\beta = 100$, $\varepsilon = 1\%$.

Din formula (4.21), care arată că amplificarea cu RN infinită este determinată exclusiv de elementele căii de reacție, se deduc o serie de proprietăți importante în practică, deoarece sînt aproximativ adevărate pentru orice amplificator real cu RN puternică. Menționăm:

— indiferent de cauza care le produce, modificările amplificării fără reacție nu influențează valoarea amplificării cu RN;

— pentru obținerea valorii dorite a amplificării cu RN este suficientă proiectarea corespunzătoare a căii de reacție, independent de valoarea amplificării fără reacție (și deci independent de amplificatorul de bază folosit);

— alegînd o cale de reacție formată numai din rezistențe, amplificarea cu RN este independentă de frecvență (în domeniul de frec-

Scanned with OKEN Scanner

vențe în care amplificarea fără reacție rămîne suficient de mare pentru ca RN să poată fi considerată infinită).

În continuare examinăm efectele pe care le are introducerea unei RN finite asupra proprietăților amplificatoarelor.

4.3. DESENSIBILIZAREA PRODUSĂ DE RN. EFECTELE DESENSIBILIZĂRII

După cum vom vedea, introducerea unei reacții modifică diferitele caracteristici ale unui amplificator prin înmulțire sau împărțire cu determinantul reacției Δ. Din acest motiv efectele RN ($\Delta > 1$) sînt opuse efectelor RP ($\Delta < 1$). În cele ce urmează vom interpreta toate rezultatele pentru cazul $\Delta > 1$, deoarece amplificatoarele cu reacție întîlnite în practică sînt aproape fără excepție cu RN.

În scopul simplificării expunerii considerăm că semnalele și transmitanțele iau valori reale în toate cazurile în care nu specificăm altfel.

4.3.1. DESENSIBILIZAREA

Dacă o anumită cauză exercită o influență asupra răspunsului unui amplificator fără reacție, este evident că ea va exercita o influență și asupra răspunsului aceluiași amplificator introdus într-o buclă de RN. În cazul al doilea influența va fi însă diferită, deoarece la efectul direct al cauzei se adaugă efectul acțiunii răspunsului asupra lui însuși prin bucla de reacție. Transmitanța unei bucle de RN fiind negativă, ultimul efect este de semn opus primului; influența unei cauze date asupra răspunsului unui amplificator cu RN este mai mică decît influența ei asupra răspunsului aceluiași amplificator fără reacție.

Numim *desensibilizare* produsă de RN micșorarea influenței unei cauze oarecare asupra răspunsului unui amplificator cu RN față de influența ei asupra răspunsului aceluiași amplificator fără reacție.

4.3.2. EFECTUL ASUPRA AMPLIFICĂRII

Desensibilizarea la acțiunea excitației se traduce prin micșorarea modulului amplificării, conform ecuației fundamentale a reacției (4.11): modulul amplificării cu RN este de Δ ori mai mic decît modu-

Scanned with OKEN Scanner

lul amplificării fără reacţie. Acest efect este nedorit, fiindcă un amplificator este cu atît mai bun cu cît amplificarea lui este mai mare. Pentru compensarea micşorării amplificării este adesea necesară adăugarea unor etaje amplificatoare suplimentare, care scumpesc echipamentul.

4.3.3. EFECTUL ASUPRA IMITANŢELOR DE INTRARE ŞI DE IEŞIRE

Desensibilizarea la variaţiile impedanţei de ieşire a sursei de excitaţie se manifestă prin modificarea impedanţei de intrare a amplificatorului, iar desensibilizarea la variaţiile impedanţei de sarcină, prin modificarea impedanţei lui de ieşire. Mai precis, introducerea RN tinde să transforme amplificatorul într-un amplificator ideal — SCL —, la care valorile impedanţelor de intrare şi de ieşire sînt zero şi/sau infinit şi, de aceea, proprietăţile lui nu depind de încărcarea la cele două porţi. Tipul de SCL este determinat de configuraţia reacţiei.

1° *Efectul asupra imitanţei de intrare.* Examinăm configuraţia paralel la intrare, pentru care este valabilă partea de intrare a schemei reacţiei ideale $p - p$ din figura 4.9, redesenată în figura 4.11, *a*

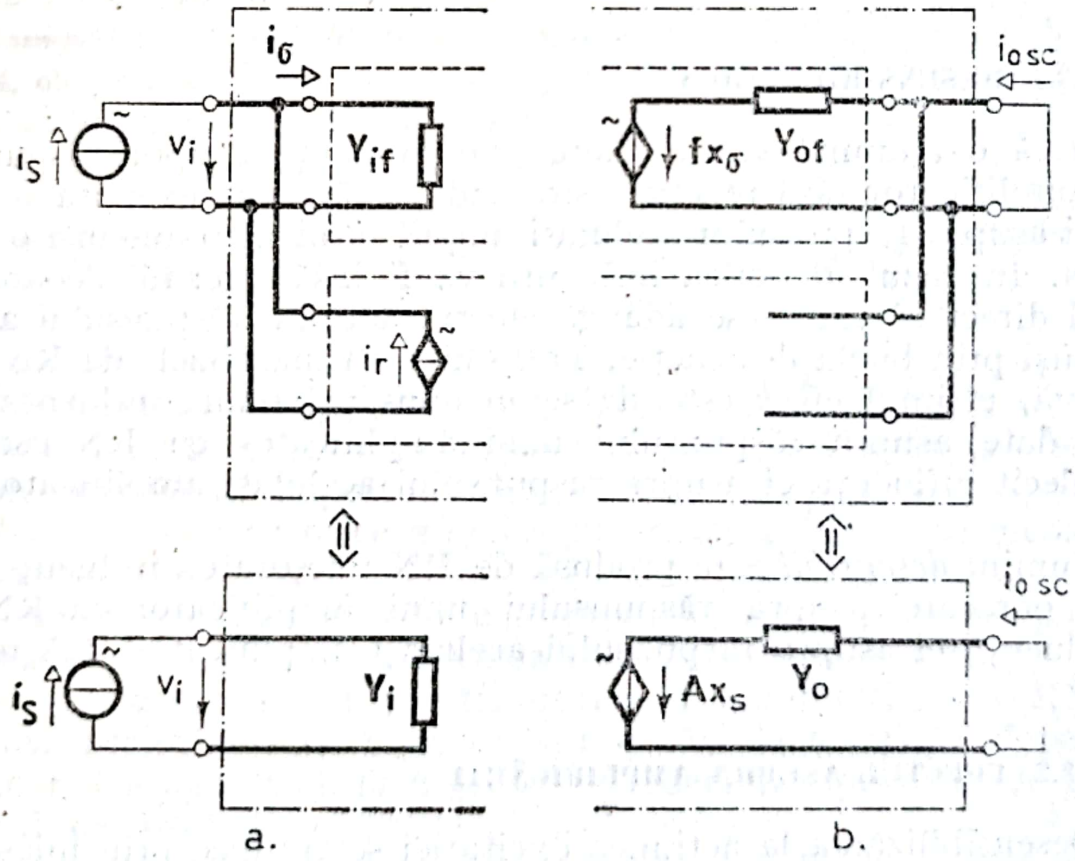


Fig. 4.11. Efectul reacţiei ideale $p-p$ asupra: *a* — admitanţei de intrare; *b* — admitanţei de ieşire.

sus. Amplificatorul de bază este reprezentat la poarta de intrare prin admitanța lui echivalentă de intrare Y_{if}.

Prin definiție, admitanța de intrare a amplificatorului cu reacție este admitanța Y_i văzută de sursa de excitație i_s (figura 4.11, *a* jos).

Din cele două scheme rezultă două expresii ale tensiunii v_i:

$$v_i = \frac{i_s}{Y_i} = \frac{i_a}{Y_{if}} \tag{4.30}$$

Înlocuind în ultima egalitate relația (4.12) scrisă pentru curenții de intrare,

$$\frac{i_s}{i_a} = \Delta,$$

obținem

$$Y_i = Y_{if}\Delta. \tag{4.31}$$

Admitanța de intrare a amplificatorului cu RN paralel la intrare este de Δ ori mai mare decît admitanța de intrare a amplificatorului de bază.

Interpretarea fizică a relațiilor (4.30) este următoarea. În cazul configurației paralel la intrare, la bornele sursei de excitație și la poarta de intrare a amplificatorului de bază există o aceeași tensiune v_i, dar sursa debitează un curent de Δ ori mai mare decît curentul i_a absorbit de admitanța Y_{if}.

Pentru cazul configurației serie la intrare, din relația (4.31) rezultă direct, prin dualitate,

$$Z_i = Z_{if}\Delta. \tag{4.32}$$

2° *Efectul asupra imitanței de ieșire.* Examinăm configurația paralel la ieșire, pentru care este valabilă partea de ieșire a schemei reacției ideale $p - p$ din figura 4.9, redesenată în figura 4.11, *b* sus. Amplificatorul de bază este reprezentat la poarta de ieșire printr-un model Thévenin; fx_a este tensiunea lui de ieșire în gol, iar Y_{of} admitanța lui de ieșire.

Prin definiție, admitanța de ieșire a amplificatorului cu reacție este admitanța Y_o care apare în modelul Thévenin al amplificatorului cu reacție (figura 4.11, *b* jos).

Din cele două scheme rezultă două expresii ale curentului de ieșire în scurtcircuit:

$$-i_{osc} = Y_{of}fx_a = Y_oAx_i. \tag{4.33}$$

Scanned with OKEN Scanner

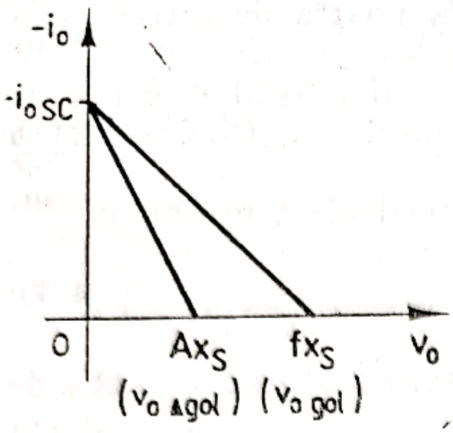


Fig. 4.12. Caracteristicile de ieșire ale: *a* — amplificatorului de bază; *b* — amplificatorului cu reacție paralel la ieșire (pentru aceeași valoare a x_s).

Înlocuind în ultima egalitate ecuația fundamentală (4.11) și $x_\sigma = x_s$ (scurtcircuitarea porții de ieșire anulează tensiunea de ieșire și deci $x_r = 0$), obținem:

$$Y_o = Y_{of}\Delta. \tag{4.34}$$

Admitanța de ieșire a amplificatorului cu RN paralel la ieșire este de Δ ori mai mare decît admitanța de ieșire a amplificatorului de bază.

Interpretarea fizică a relațiilor (4.33) și (4.34) este următoarea. Deoarece scurtcircuitarea porții de ieșire anulează reacția paralel la ieșire, curentul de scurtcircuit are aceeași valoare în absența reacției și în prezența ei. Prin urmare, produsul dintre tensiunea de mers în gol și admitanța de ieșire nu se modifică prin introducerea unei reacții: de cîte ori scade tensiunea — deci amplificarea — de tot atîtea ori crește admitanța. (La reacția ideală în configurație paralel la ieșire mărimile f, A și Δ sînt toate determinate pentru mers în gol la ieșire.)

În figura 4.12 sînt arătate caracteristicile de ieșire ale amplificatorului de bază și amplificatorului cu reacție [9]; am presupus că excitația x_s are aceeași valoare în absența reacției și în prezența ei.

Pentru cazul configurației serie la ieșire, din relația (4.34) rezultă direct, prin dualitate,

$$Z_o = Z_{of}\Delta. \tag{4.35}$$

3° *Concluzii.* Efectul RN asupra imitanței la o poartă depinde numai de configurația reacției la acea poartă. Relațiile (4.31), (4.32), (4.34) și (4.35) pot fi deci condensate într-una singură

$$W = W_f\Delta, \tag{4.36}$$

unde W este imitanța de intrare sau de ieșire a amplificatorului cu reacție, iar W_f este imitanța corespunzătoare a amplificatorului de bază. Dacă la poarta respectivă configurația reacției este paralel, W și W_f se înlocuiesc prin admitanțe, dacă este serie, prin impedanțe.

Rezultatele obținute confirmă faptul că introducerea RN desensibilizează răspunsul la variațiile impedanței sursei de excitație și sarcinii. Astfel, dacă la RN paralel la intrare folosim o sursă de excitație cu o impedanță de ieșire oarecare Z_s, variația impedanței Z_s modifică curentul absorbit de amplificator și deci răspunsul amplifi-

Scanned with OKEN Scanner

catorului. Pentru ca variația lui Z_s să nu influențeze răspunsul ar trebui ca sursa de excitație să lucreze în scurtcircuit, adică admitanța de intrare a amplificatorului să fie infinit. Relația (4.31) arată că RN paralel la intrare mărește admitanța de intrare.

Sau, dacă la RN paralel la ieșire conectăm o sarcină de impedanță oarecare Z_s, variația Z_s modifică semnalul de ieșire (în cazul reacției paralel la ieșire, tensiune). Pentru ca variația lui Z_s să nu influențeze răspunsul ar trebui ca amplificatorul să se comporte la poarta de ieșire ca o sursă de tensiune, adică admitanța lui de ieșire să fie infinit. Relația (4.34) arată că RN paralel la ieșire mărește admitanța de ieșire.

Efectul RN asupra imitanțelor de intrare și de ieșire și faptul că el este determinat de configurația reacției au o mare importanță în practică: prin folosirea RN proiectantul poate modifica după dorință imitanțele unui amplificator dat.

4.3.4. SCHEME ECHIVALENTE ALE AMPLIFICATOARELOR CU RN

În cazul reacției ideale $p - p$ ecuația fundamentală a reacției (4.11), împreună cu relațiile (4.31) și (4.34), permit modelarea amplificatorului cu reacție prin schema echivalentă din figura 4.13, *a*. În cazul RN infinite schema echivalentă ia forma din figura 4.13, *b*, care este schema unui amplificator ideal transimpedanță (sau SCL de tip CIV).

Amplificatorul cu reacție $s - s$ fiind dualul celui cu reacție $p - p$, schemele lui echivalente au forma din figura 4.14. Un amplificator cu RN infinită, în configurația $s - s$, este deci echivalent cu un amplificator ideal transadmitanță (sau SCL de tip CVI).

Schemele echivalente pentru celelalte două configurații standard ale reacției, $s - p$ și $p - s$, reprezintă combinația între poarta de intrare a reacției $s - s$ și poarta de ieșire a reacției $p - p$, res-

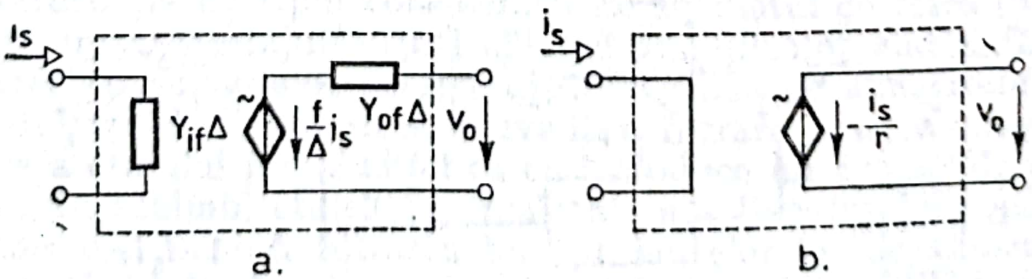


Fig. 4.13. Scheme echivalente ale amplificatorului cu reacție $p-p$: *a* — cazul general; *b* — cazul RN infinite (CIV).

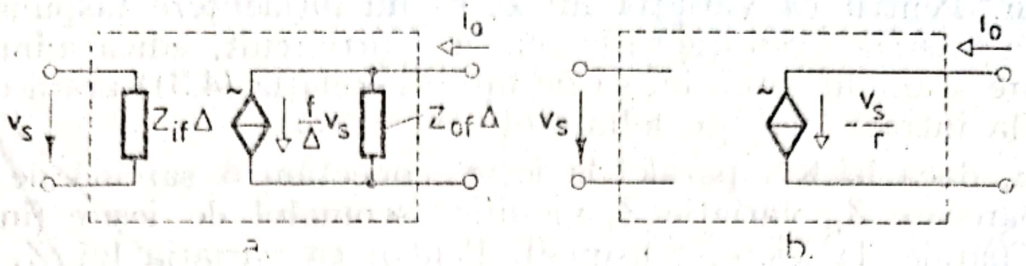


Fig. 4.14. Scheme echivalente ale amplificatorului cu reacție $s-s$: *a* — cazul general; *b* — cazul RN infinite (CVI)

pectiv între poarta de intrare a reacției $p - p$ și poarta de ieșire a reacției $s - s$. Un amplificator cu RN infinită în configurația $s - p$ este deci echivalent cu un CVV, iar în configurația $p - s$, cu un CII.

4.3.3. EFECTUL ASUPRA RAPORTULUI SEMNAL/PERTURBAȚIE

Desensibilizarea la acțiunea perturbațiilor are ca efect micșorarea răspunsului la perturbații de același număr de ori ca și răspunsul la excitația utilă. Raportul semnal(util)/perturbație la ieșirea amplificatorului nu este deci, în general, modificat prin introducerea unei RN.

Există totuși o situație de excepție, dealtfel foarte importantă în aplicații, în care RN poate fi folosită astfel încît să mărească raportul semnal/perturbație. Această situație este caracterizată prin faptul că semnalul perturbator x_p apare într-un punct fixat al lanțului de amplificare, de exemplu la intrarea amplificatorului f din figura 4.15, *a*.

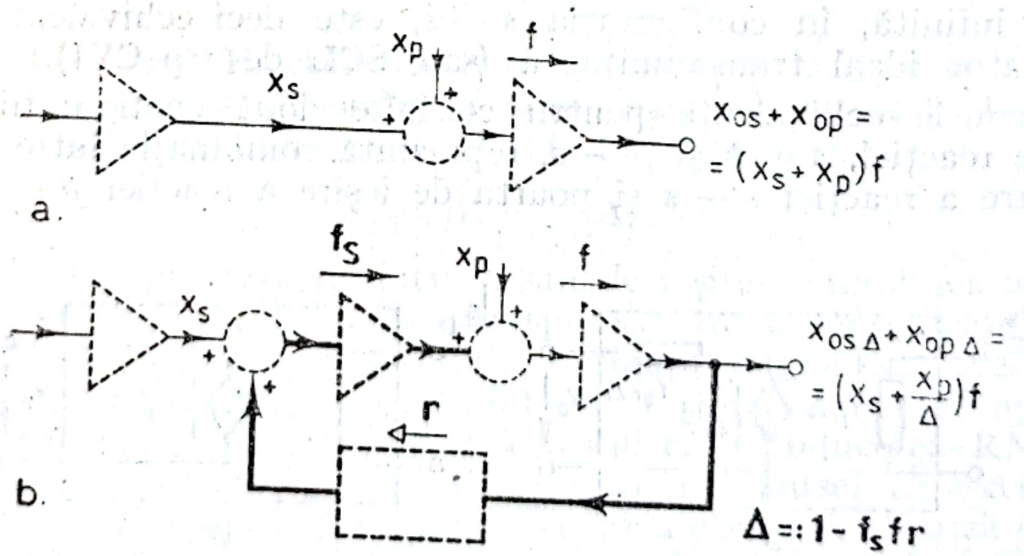


Fig. 4.15. Efectul RN asupra raportului semnal/perturbație: *a* — amplificator fără reacție; *b* — amplificator cu RN.

Să introducem simultan cu RN (calea de reacție r) un bloc amplificator suplimentar f_s pe calea directă, (figura 4.15, *b*) așa ca amplificarea cu RN să fie egală cu amplificarea fără reacție:

$$f_s f/\Delta = f,$$

sau,

$$f_s = \Delta. \tag{4.37}$$

În aceste condiții semnalul util de ieșire în prezența RN, $x_{es\Delta}$, este egal cu semnalul util de ieșire în absența ei, x_{es}:

$$x_{es\Delta} = x_{es}. \tag{4.38}$$

În absența RN raportul semnal/perturbație la ieșire este

$$\frac{x_{es}}{x_{ep}} = \frac{x_{es}}{x_p f},$$

iar în prezența RN,

$$\frac{x_{es\Delta}}{x_{ep\Delta}} = \frac{x_{es}}{x_p f/\Delta}.$$

Rezultă

$$\frac{x_{es\Delta}}{x_{ep\Delta}} = \frac{x_{es}}{x_{ep}} \Delta. \tag{4.39}$$

Introducerea RN îmbunătățește de Δ ori raportul semnal/perturbație la ieșirea amplificatorului.

Ținînd seama că $\Delta = : 1 - f_s fr$, obținem

$$r = \frac{1 - \Delta}{f\Delta}. \tag{4.40}$$

Relațiile (4.37) și (4.40) permit proiectarea circuitului în funcție de îmbunătățirea cerută Δ a raportului semnal/perturbație.

O perturbație de tipul considerat este zgomotul de rețea (brum) introdus la intrarea etajului final al unui amplificator audio. (Deoarece puterea consumată de acest etaj de la sursa de alimentare este mare, ar fi prea costisitor să se prevadă o filtrare bună a sursei de alimentare a etajului final, astfel că ea introduce un zgomot de rețea apreciabil. În schimb, etajele prefinale ale amplificatorului consumă puteri mult mai mici și filtrarea bună a surselor lor de alimentare este mai ieftină.) Pe de altă parte, nivelul semnalului util de ieșire al etajului final este fixat prin destinația amplificatorului și trebuie realizat indiferent de prezența sau absența RN.

Scanned with OKEN Scanner

4.3.6. EFECTUL ASUPRA DISTORSIUNILOR NELINIARE

Desensibilizarea la influenţa neliniarităţii caracteristicii de transfer a amplificatorului se manifestă prin micşorarea factorului de distorsiuni neliniare. Fenomenul poate fi interpretat în felul următor.

La amplificatoarele de semnal mare punctul mobil de funcţionare pătrunde şi în porţiunile neliniare ale caracteristicilor statice de ieşire ale dispozitivului electronic. Caracteristica de transfer a amplificatorului este şi ea neliniară, răspunsul lui nu mai este proporţional cu excitaţia şi apar aşa-numitele *distorsiuni neliniare.*

În cazul unei excitaţii alternative sinusoidale de pulsaţie ω distorsiunile neliniare se caracterizează prin apariţia la ieşire a armonicilor superioare, de pulsaţii 2ω, 3ω etc., alături de armonica fundamentală amplificată. Armonicile superioare pot fi interpretate ca semnale perturbatoare care acţionează într-un punct fix al lanţului de amplificare şi anume, la ieşirea etajului amplificator de semnal mare. Dacă introducem o RN şi un etaj amplificator suplimentar, astfel ca amplificarea semnalului util şi deci nivelul lui la ieşire să rămînă neschimbate, regăsim situaţia analizată în secţiunea precedentă, cu $f = 1$. Rezultă că rapoartele dintre armonica fundamentală şi fiecare armonică superioară sînt mărite de Δ ori, iar factorul de distorsiuni neliniare, care se exprimă prin inversele acestor rapoarte, este micşorat de Δ ori.

Datorită proprietăţii RN de a reduce distorsiunile neliniare, ea este folosită la aproape toate amplificatoarele audio de înaltă calitate în etajul final, de putere.

4.3.7. EFECTUL ASUPRA SENSIBILITĂŢII AMPLIFICĂRII

Examinăm desensibilizarea răspunsului la variaţia amplificării fără reacţie f.

Conform definiţiei (4.1) a amplificării fără reacţie f, un semnal $x_o = x$ aplicat la intrarea unui amplificator fără reacţie produce la ieşirea lui răspunsul

$$x_o = xf.$$

Dacă excitaţia x rămîne neschimbată dar are loc o variaţie df a amplificării, rezultă o modificare dx_o a răspunsului:

$$dx_o = x\,df.$$

Conform definiției (4.4) a amplificării cu reacție A, aplicînd același semnal la intrarea unui amplificator cu reacție ($x_s = x$), la ieșirea lui rezultă răspunsul

$$x_{o\Delta} = xA.$$

Presupunem că amplificatorul de bază din acest caz este tocmai amplificatorul fără reacție din cazul precedent. O variație df a amplificării f va produce acum o variație dA a amplificării A, astfel încît rezultă o modificare $dx_{o\Delta}$ a răspunsului (la excitație x neschimbată):

$$dx_{o\Delta} = x dA.$$

Prin urmare

$$\frac{dx_{o\Delta}}{dx_o} = \frac{dA}{df},$$

iar din ecuația fundamentală (4.11) obținem

$$\frac{dA}{df} = \frac{1 - fr + fr}{(1 - fr)^2} = \frac{1}{\Delta^2}. \qquad (4.41)$$

O variație dată df produce o modificare a răspunsului amplificatorului cu RN de Δ^2 ori mai mică decît modificarea răspunsului amplificatorului fără reacție.

Observație. Desensibilizarea răspunsului la acțiunea cauzelor care nu afectează valoarea determinantului reacției a fost egală cu Δ. Variația amplificării f afectează însă și valoarea lui Δ și anume, în sensul accentuării desensibilizării. De exemplu, o creștere a modulului amplificării f produce o creștere a modulului răspunsului; prin bucla de RN aceasta reacționează asupra răspunsului, opunîndu-se creșterii lui. Pe de altă parte, are loc și o creștere a modulului transmitanței buclei de RN, care potențează efectul reacției, conducînd în final la o desensibilizare egală cu puterea a doua a lui Δ.

O măsură mai semnificativă decît modificarea răspunsului este raportul dintre ea și valoarea răspunsului, adică modificarea relativă (raportată) a răspunsului. Din relațiile de mai sus și ecuația fundamentală se obține ușor

$$\frac{dx_{o\Delta}/x_{o\Delta}}{dx_o/x_o} = \frac{dA/A}{df/f}.$$

Fracția din partea dreaptă reprezintă sensibilitatea amplificării A în raport cu f, conform definiției [8]: se numește sensibilitate (rela-

Scanned with OKEN Scanner

tivă) S_f^A a unei funcții de circuit A în raport cu un parametru de circuit f mărimea

$$S_f^A =: \mathrm{d}(\ln A)/\mathrm{d}(\ln f) = (f/A)\,\mathrm{d}A/\mathrm{d}f. \tag{4.42}$$

În loc de modificarea relativă a răspunsului se obișnuiește să se folosească sensibilitatea amplificării. Din relația (4.41) și ecuația fundamentală deducem

$$S_f^A = 1/\Delta \tag{4.43}$$

sau

$$\frac{\mathrm{d}A}{A} = \frac{\mathrm{d}f}{f}\,\frac{1}{\Delta}. \tag{4.44}$$

O variație relativă oarecare a amplificării fără reacție produce o variație relativă de Δ ori mai mică a amplificării cu RN.

Deoarece amplificarea f depinde de parametrii dispozitivelor electronice active (tranzistoare), putem conchide că introducerea RN micșorează de Δ ori sensibilitatea amplificării la acțiunea tuturor cauzelor care influențează valorile acestor parametri: variațiile tensiunii de alimentare și ale temperaturii de lucru, dispersia parametrilor dispozitivelor, îmbătrînirea dispozitivelor etc.

4.3.8. EFECTUL ASUPRA BENZII DE FRECVENȚE DE TRECERE

Pe lîngă cauzele menționate în secțiunea precedentă, variația pulsației ω (sau frecvenței $\omega/2\pi$) unei excitații sinusoidale este și ea o cauză care modifică amplificarea f. Desensibilizarea la acțiunea acestei cauze are ca efect mărirea benzii de frecvențe de trecere a amplificatorului.

Considerăm un amplificator de tip filtru trece jos (FTJ), cu expresia amplificării în funcție de pulsație

$$f(\mathrm{j}\omega) = \frac{f(0)}{1 + \mathrm{j}\omega/\omega_t}. \tag{4.45}$$

La pulsația de frîngere ω_t modulul amplificării scade cu 30% (3 dB) față de modulul amplificării în banda de trecere $|f(0)|$ (vezi § 2.3). Expresiile (4.45) și (2.39) avînd aceeași formă, rezultă că diagramele Bode din figura 2.22 sînt valabile și pentru modulul acestei amplificări (cu $\omega_t = 1/T$). Să determinăm pulsația de frîngere Ω_t a unui amplificator cu RN realizat cu amplificatorul de mai sus ca amplificator de bază, în ipoteza că transmitanța de reacție r nu depinde de pulsația excitației (blocul de reacție este pur rezistiv).

Scanned with OKEN Scanner

Prin definiţie, la pulsaţia Ω_t modulul amplificării cu reacţie $|A(j\omega)|$ scade cu 30% faţă de valoarea sa în banda de trecere $|A(0)|$. Relaţia (4.44) arată însă că are loc această scădere dacă scăderea modulului $|f(j\omega)|$ este de $\Delta(0)$ ori mai mare. Întrucît la pulsaţia ω_t scăderea lui $|f(j\omega)|$ este de 30%, iar la pulsaţii mai mari panta caracteristicii Bode este -1, o scădere de $\Delta(0)$ ori mai mare are loc la o pulsaţie de $\Delta(0)$ ori mai mare:

$$\Omega_t = \omega_t \Delta(0). \tag{4.46}$$

Întrucît din ecuaţia fundamentală (4.11) rezultă $\Delta(0) = f(0)/A(0)$, obţinem în final

$$A(0)B_\Delta = f(0)B, \tag{4.47}$$

unde $B_\Delta =: \Omega_t/2\pi$ şi $B =: \omega_t/2\pi$ reprezintă banda de trecere la 3 dB atenuare cu RN, respectiv fără reacţie. *Produsul dintre amplificarea în bandă şi banda de trecere la 3 dB atenuare nu se modifică prin introducerea RN:* de cîte ori scade amplificarea, de tot atîtea ori creşte banda (figura 4.16).

Un caz mai general este cel al unui amplificator de bază de tip filtru trece bandă (FTB), avînd diagrama asimptotică Bode curba *a* din figura 4.17. Amplificarea în banda de trecere este aici $f(j\omega_{med})$, cu $\omega_j \ll \omega_{med} \ll \omega_t$. Se arată uşor că pulsaţia de frîngere înaltă ω_t creşte de $\Delta(\omega_{med})$ ori prin introducerea unei RN, iar pulsaţia de frîngere joasă ω_j scade de $\Delta(\omega_{med})$ ori. Produsul dintre amplificarea în bandă şi banda de trecere la 3 dB atenuare nu se modifică nici aici prin introducerea RN (dacă se neglijează contribuţia frecvenţei de frîngere joase în valoarea benzii).

Observaţie. Proprietăţile stabilite sînt adevărate numai dacă panta caracteristicii asimptotice Bode a amplificatorului de bază este $+20$ dB/dec pentru $\omega < \omega_j$ şi -20 dB/dec pentru $\omega > \omega_t$.

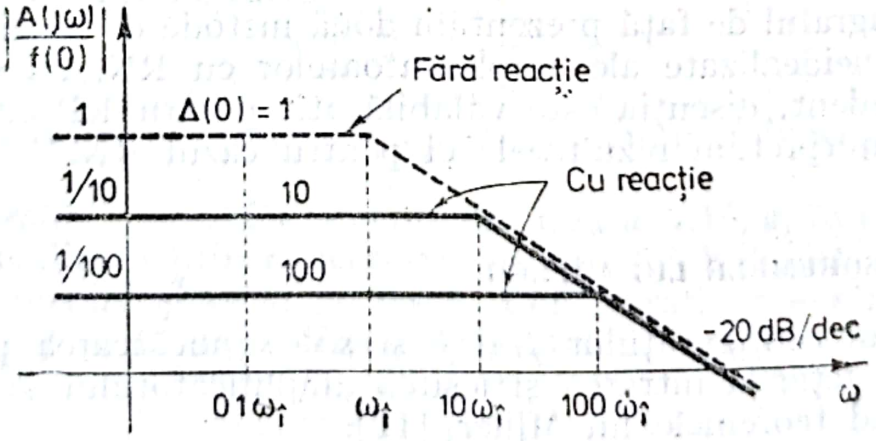


Fig. 4.16. Efectul RN asupra răspunsului la frecvenţă al unui amplificator de tip FTJ.

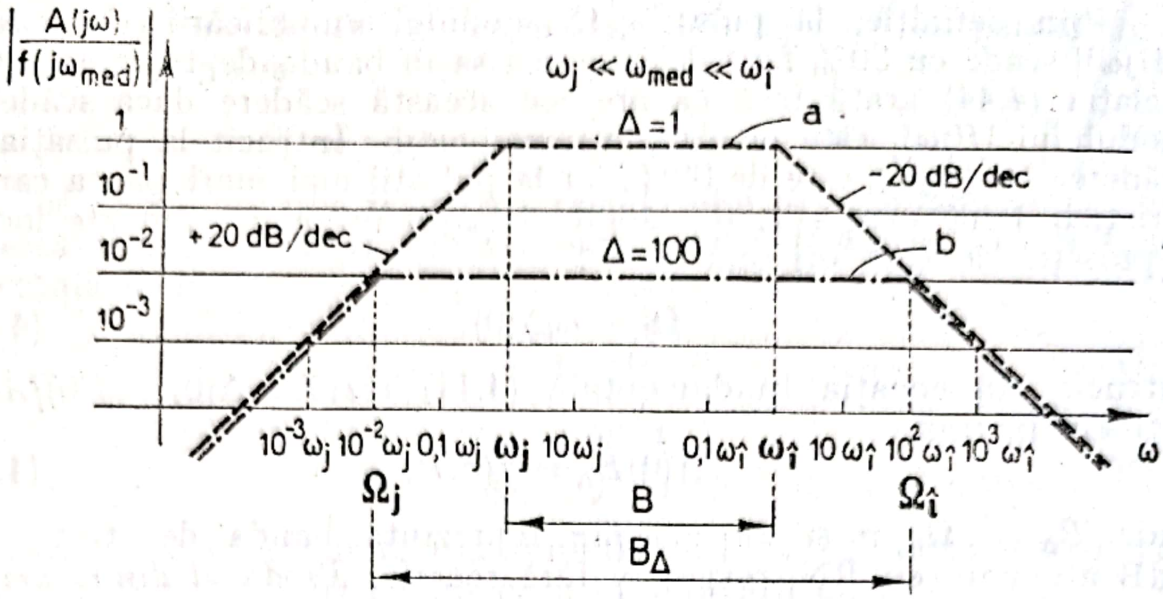


Fig. 4.17. Efectul RN asupra răspunsului la frecvență al unui amplificator de tip FTB: *a* — răspunsul amplificatorului fără reacție; *b* — răspunsul amplificatorului cu RN pentru $\Delta = 100$.

Menționăm că rezultatele obținute mai sus pe bază de raționament pot fi obținute și prin calcul algebric [2], [10].

Datorită efectului de mărire a benzii de frecvențe de trecere, RN este mult utilizată în amplificatoarele de bandă largă.

4.4. ÎNCĂRCĂRILE DATORATE BLOCULUI DE REACȚIE, SURSEI DE EXCITAȚIE ȘI SARCINII

În paragraful de față prezentăm două metode de studiere a unor proprietăți neidealizate ale amplificatoarelor cu RN. Ca și în paragraful precedent, discuția este valabilă atît pentru RP cît și pentru RN, dar interpretăm rezultatele ei pentru cazul RN.

4.4.1. TEOREMELE LUI MILLER

În cazul configurațiilor $p - p$ și $s - s$, încărcarea produsă de blocul de reacție la intrarea și ieșirea amplificatorului se determină ușor folosind teoremele lui Miller [11].

Configurația $p - p$. Fie schema din figura 4.18, *a*, în care reacția $p - p$ este realizată prin conectarea impedanței Z între ieșirea

și intrarea amplificatorului de bază. Subliniem următoarele particularități :

— amplificatorul de bază nu este un cuadripol, ci un *tripol* ;

— amplificatorul de bază este descris prin *amplificarea lui în tensiune* a_v, deși la configurația $p - p$ descrierea standard este prin amplificarea transimpedanță ;

— amplificarea a_v este raportată la tensiunea de intrare,

$$a_v =: v_o/v_i, \qquad (4.48)$$

și nu la tensiunea de mers în gol v_s a sursei de excitație.

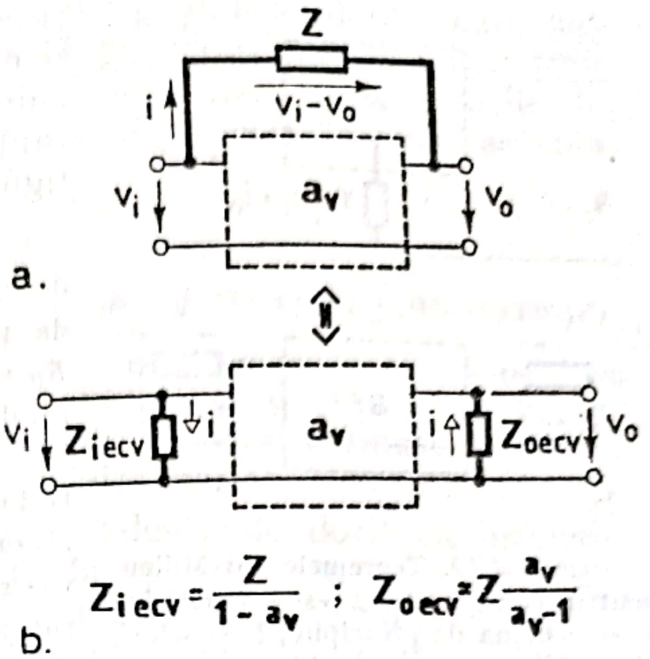


Fig. 4.18. Teoremele lui Miller pentru configurația $p-p$ a reacției : *a* — schema de principiu ; *b* — schema echivalentă.

Impedanța Z încarcă poarta de intrare în înțelesul că absoarbe un curent $i = (v_i - v_o)/Z$ de la intrare. Teorema lui Miller pentru poarta de intrare determină o impedanță $Z_{i\,ecv} =: v_i/i$, care absoarbe același curent de la intrare, dar este legată în paralel cu poarta de intrare (figura 4.18, *b*). Înlocuind expresia de mai sus a curentului, pusă sub forma $i = v_i(1 - a_v)/Z$, rezultă

$$Z_{i\,ecv} = \frac{Z}{1 - a_v}. \qquad (4.49)$$

Analog, teorema lui Miller pentru poarta de ieșire determină o impedanță $Z_{o\,ecv}$ conectată în paralel cu această poartă. Din definiția $Z_{o\,ecv} =: -v_o/i$ obținem

$$Z_{o\,ecv} = Z\frac{a_v}{a_v - 1}. \qquad (4.50)$$

În practică are consecințe apreciabile numai încărcarea porții de intrare.

Configurația $s - s$. Fie schema din figura 4.19, *a*, în care reacția $s - s$ este realizată prin conectarea admitanței Y în latura comună ochiului de intrare și celui de ieșire. Configurația $s - s$ fiind duală configurației $p - p$, dăm direct rezultatele :

$$Y_{i\,ecv} = \frac{Y}{1 + a_i}, \qquad (4.51)$$

$$Y_{o\,ecv} = Y\frac{a_i}{a_i + 1}. \qquad (4.52)$$

Scanned with OKEN Scanner

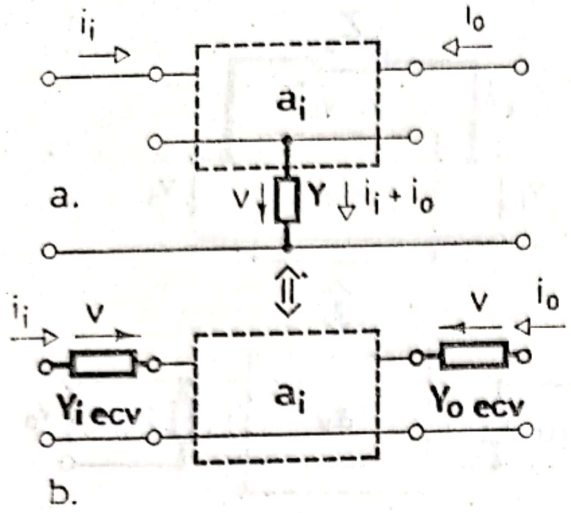


Fig. 4.19. Teoremele lui Miller pentru configuraţia $s-s$ a reacţiei: a — schema de principiu; b — schema echivalentă.

(Deoarece curentul i_0 este antidual tensiunii v_o, amplificarea a_v se înlocuieşte cu $-a_t$.) Conectarea admitanţelor echivalente este arătată în figura 4.19, *b*.

Exemplul 4.7. Să determinăm rezistenţa de intrare a etajului amplificator avînd schema de principiu din figura 4.20, *a*. Se cunosc $R_C = 2\,k\Omega$, $R_E = 1\,k\Omega$ şi parametrii tranzistorului în conexiunea EC, $h_i = 1{,}3\,k\Omega$, $h_f = 100$.

Etajul dat poate fi privit ca fiind alcătuit dintr-un amplificator de bază cu un tranzistor bipolar în conexiunea EC şi o reacţie $s - s$ prin rezistenţa R_E. Înlocuind tranzistorul prin modelul său hibrid simplificat (figura 3.18 din secţiunea 3.4.1), valabil pentru conexiunea EC, obţinem schema echivalentă pentru variaţii din figura 4.20, *b*. Din relaţia (4.51) rezultă $R_{i\,ecv} = R_E(1 + h_f)$, deci

$$R_i = h_i + R_E(1 + h_f). \tag{4.53}$$

Numeric, $R_i = 102{,}3\,k\Omega$. Cu erori de ordinul procentelor, avem deci

$$R_i \simeq h_f R_E. \tag{4.53'}$$

Figurile 4.18 şi 4.19 arată că aplicarea teoremelor lui Miller *unilateralizează* amplificatoarele cu reacţie, transformîndu-le în circuite care transmit semnalul numai de la intrare spre ieşire. Dacă amplificatoarele de bază sînt şi ele unilaterale (caz frecvent în practică), unilateralizarea simplifică mult calculul proprietăţilor unui lanţ

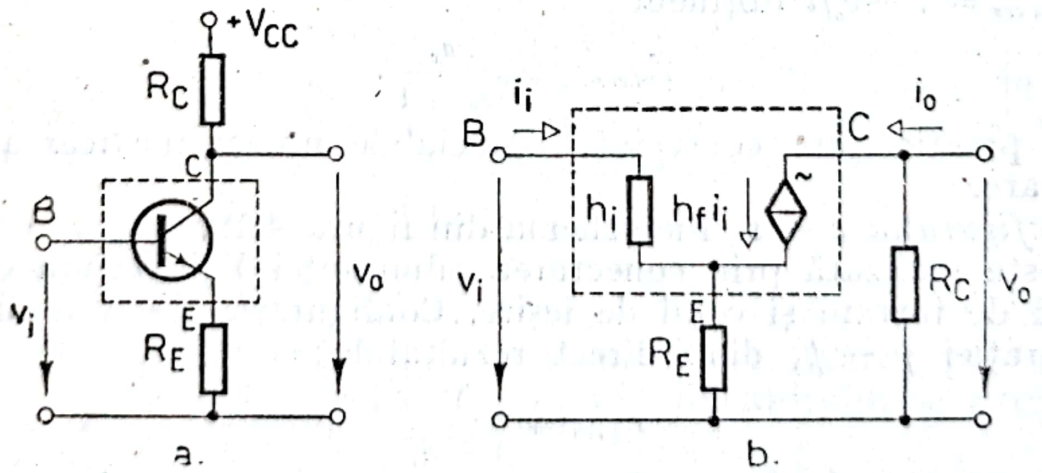


Fig. 4.20. Amplificator cu reacţie $s-s$: a — schema de principiu; b — schema echivalentă pentru variaţii.

Scanned with OKEN Scanner

de amplificatoare, deoarece îl rupe în verigi independente, care pot fi analizate separat [7]. (Bineînțeles că pot fi calculate numai proprietățile de transfer direct și imitanțele terminale, proprietățile de transfer invers pierzîndu-se prin unilateralizare; de regulă, acestea din urmă nu prezintă interes.)

4.4.2. APLICAȚIE: METODA URMĂRIRII DE POTENȚIAL (BOOTSTRAP)

Pentru simplificarea exprimării, în secțiunea de față ne referim la cazul particular al tensiunii și curentului alternativ sinusoidal, deși avem în vedere cazul general al semnalelor variabile oarecare.

În amplificatoarele electronice este adesea de dorit ca intensitatea curentului alternativ absorbit de la intrare de o impedanță Z_u dată să fie nulă, indiferent de valoarea excitației. Evident, pentru anularea curentului trebuie ca tensiunea alternativă v_u aplicată impedanței să fie zero. Metoda urmăririi de potențial vizează anularea tensiunii v_u.

Pentru aceasta se lasă o bornă a Z_u legată la intrarea amplificatorului și se alege în circuitul de ieșire al amplificatorului un punct care are același potențial alternativ cu intrarea (potențialul lui *urmărește* potențialul intrării). Acolo se leagă a doua bornă a lui Z_u, printr-o componentă ce reprezintă un scurtcircuit în c.a. De obicei se folosește o capacitate; dacă însă frecvențele care interesează sînt foarte joase, este avantajoasă folosirea unei diode Zener, a cărei rezistență diferențială este foarte mică (zeci de ohmi).

În practică, amplificatoarele la care se aplică urmărirea de potențial sînt de obicei repetoare de tensiune. În acest caz a doua bornă a lui Z_u se scurtcircuitează în c.a. direct la poarta de ieșire a amplificatorului, Z_u devenind o impedanță de reacție $p - p$.

Deoarece amplificarea în tensiune a unui repetor este puțin mai mică decît unitatea, tensiunea v_u și curentul alternativ prin Z_u nu se anulează, dar devin foarte mici. Efectul urmăririi de potențial se apreciază prin micșorarea curentului absorbit de la intrare de Z_u, legată între intrare și ieșire, față de curentul pe care l-ar absorbi dacă ar fi legată în paralel cu intrarea. Această micșorare este egală cu raportul dintre impedanța de intrare echivalentă cu Z_u, în înțelesul teoremei lui Miller pentru reacția $p - p$, și impedanța Z_u. Relația (4.49) dă

$$Z_{i\,ech} = \frac{Z_u}{1 - a_v} \tag{4.54}$$

Scanned with OKEN Scanner

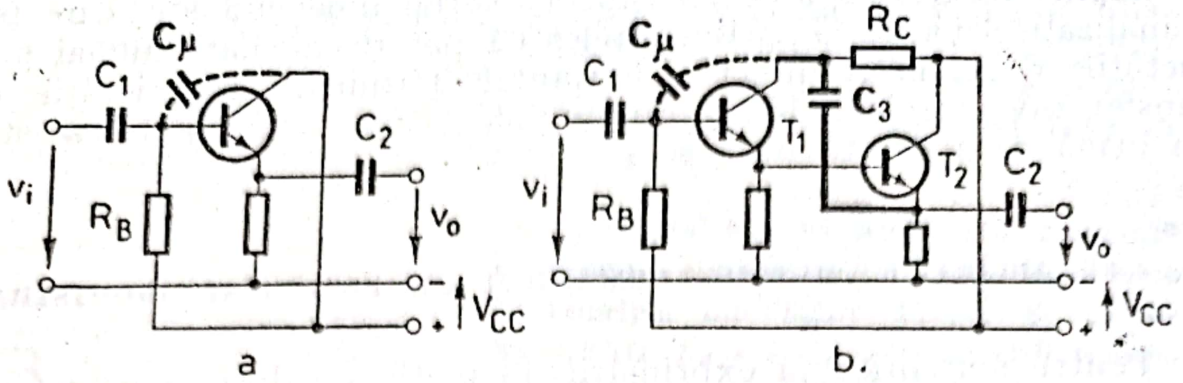


Fig. 4.21. Micşorarea curentului prin C_μ: *a* — schema de principiu iniţială; *b* — schema cu urmărire de potenţial.

În cazul ideal ($a_v = 1$), $Z_{i\,ech} = \infty$. Într-un caz real, de exemplu pentru $a_v = 0{,}99$, rezultă $Z_{i\,ech} = 100\,Z_u$; curentul alternativ prin Z_u este micşorat de 100 de ori.

La amplificatoarele cu $a_v > 0$ reacţia $p - p$ este pozitivă; metoda urmăririi de potenţial constituie una dintre puţinele aplicaţii ale RP în amplificatoarele electronice.

Exemplul 4.8. În cazul repetorului de tensiune pe emitor (figura 4.21, *a*), capacitatea parazită a joncţiunii colector-bază C_μ absoarbe de la intrare un curent alternativ a cărui intensitate devine supărător de mare la frecvenţe înalte. Pentru aplicarea urmăririi de potenţial adăugăm încă un repetor pe emitor, o rezistenţă de colector R_C şi o capacitate C_3 (figura 4.21, *b* [13]). Rezistenţa R_C împiedică scurtcircuitarea la masă în c.a. a colectorului lui T_1, iar capacitatea C_3 scurtcircuitează la ieşire, în c.a., colectorul lui T_1 şi deci borna din dreapta a lui C_μ. Curentul absorbit de C_μ scade de cîteva zeci de ori.

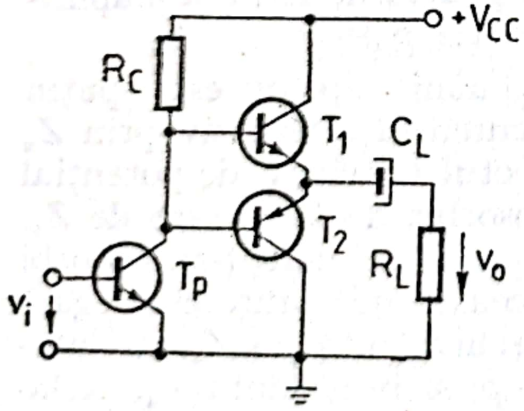


Fig. 4.22. Schema de principiu simplificată a etajului prefinal (pilot) şi final ale unui amplificator audio de putere.

Exemplul 4.9. În schema de principiu simplificată din figura 4.22 rezistenţa R_C are borna inferioară legată la intrarea repetorului pe emitor format cu tranzistoarele complementare T_1 şi T_2 (care lucrează în contratimp). Realizăm această rezistenţă sub forma a două rezistenţe înseriate, $R_C = R_{C1} + R_{C2}$, şi aplicăm rezistenţei R_{C2} metoda urmăririi de potenţial (figura 4.23, *a*) [14], [15]. Rezistenţa R_{C2} prezintă acum o valoare diferenţială mărită la intrarea repetorului şi deci în colectorul tranzistorului T_p, mărind mult amplificarea în tensiune a acestui tranzistor.

În schema echivalentă pentru c.a. rezistenţa R_{C1} apare în paralel cu rezistenţa de

Scanned with OKEN Scanner

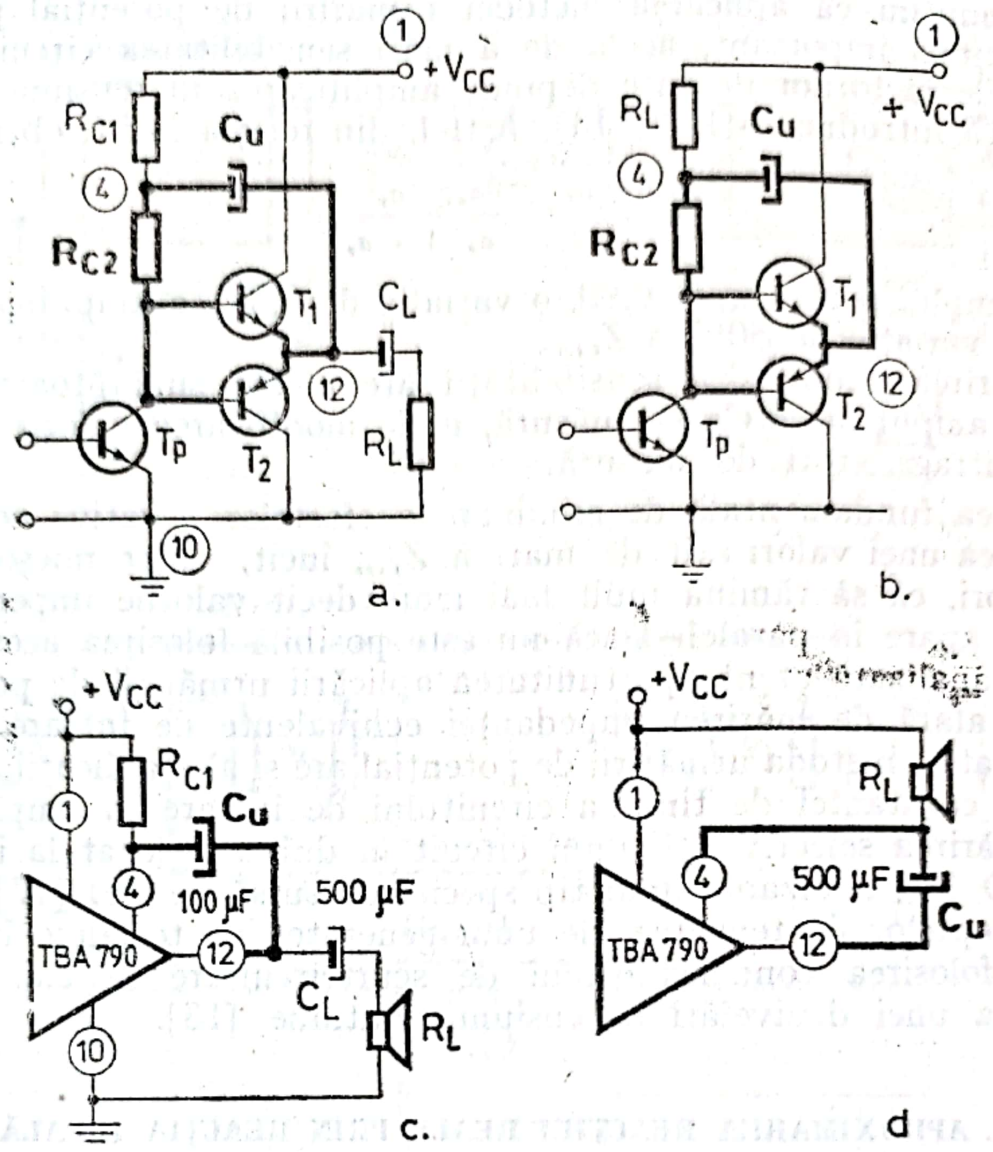


Fig. 4.23. Mărirea rezistenței diferențiale de sarcină a tranzistorului T_p din figura 4.22: *a* — sarcina R_L cu o bornă la masă; *b* — sarcina R_L cu o bornă la plus; *c* — realizarea variantei *a* cu amplificatorul integrat TBA 790; *d* — realizarea variantei *b* cu amplificatorul integrat TBA 790.

sarcină R_L. Putem deci înlocui pe R_{C1} cu R_L (figura 4.23, *b*), dacă sarcina R_L îndeplinește condițiile:

— admite legarea cu o bornă la plusul sursei de alimentare în loc de masă;

— suportă curentul continuu de colector al tranzistorului T_p.

În figurile 4.23, *c* și *d* se arată modul de realizare a schemelor din figurile 4.23, *a*, respectiv *b*, cînd se folosește amplificatorul audio integrat TBA 790 [16]. Tranzistoarele T_p, T_1 și T_2 și rezistența R_{C2} sînt integrate în amplificator, astfel că în exteriorul integratului se montează numai elementele R_{C1}, C_u, C_L și R_L, în cazul variantei cu sarcina la masă, respectiv R_L și C_u, în cazul variantei cu sarcina la plus.

Scanned with OKEN Scanner

Amintim că aplicarea metodei urmăririi de potențial prezintă un neajuns important, acela de a mări sensibilitatea circuitului la variațiile factorilor de care depinde amplificarea în tensiune a_v (din cauză că introduce o RP) [13]. Astfel, din relația (4.54) obținem

$$\frac{dZ_{i\,ech}}{Z_{i\,ech}} = \frac{da_v}{a_v} \frac{a_v}{1 - a_v}. \tag{4.55}$$

De exemplu, pentru $a_v = 0{,}99$, o variație de 0,5% a amplificării produce o variație de 50% a $Z_{i\,ech}$.

Mărirea nedorită a sensibilității are efecte supărătoare îndeosebi în amplificatoarele de măsură, unde modificarea valorii lui $Z_{i\,ech}$ poate atrage erori de măsură.

Calea fundamentală de eliminare a efectelor negative constă în realizarea unei valori atît de mari a $Z_{i\,ech}$ încît, chiar micșorată de cîteva ori, ea să rămînă mult mai mare decît valorile impedanțelor cu care apare în paralel. Dacă nu este posibilă folosirea acestei căi, trebuie analizată atent oportunitatea aplicării urmăririi de potențial.

În afară de mărirea impedanței echivalente de intrare a unui amplificator, metoda urmăririi de potențial are și alte aplicații. Citățm: mărirea constantei de timp a circuitului de intrare în amplificator [17], mărirea selectivității unui circuit în dublu T legat la intrarea unui AO [5], realizarea unui tip special de sursă de c.c. [17], egalizarea treptelor de tensiune ale unui generator de tensiune în scară [5] și folosirea condensatorului de scurtcircuitare în c.a. pentru obținerea unei denivelări a tensiunii continue [16].

4.4.3. APROXIMAREA REACȚIEI REALE PRIN REACȚIA IDEALĂ

De regulă, amplificatoarele cu reacție reale nu verifică cele două ipoteze idealizatoare ale reacției, expuse în secțiunea 4.2.1. Cu toate acestea, este posibilă transpunerea la cazul reacției reale a rezultatelor obținute în studiul reacției ideale, dacă se face apel la un artificiu de interpretare și se introduce o singură neglijare, cu consecințe nesemnificative în practică. Ideea principală constă în regruparea proprietăților diferitelor componente ale amplificatorului cu reacție real astfel încît să se regăsească proprietățile reacției ideale. Ilustrăm această idee pentru configurația $p - p$, după care extindem la celelalte trei configurații rezultatele obținute.

În figura 4.24, *a* este reluată schema reacției ideale pentru configurația $p - p$, dată în figura 4.9. Schema reacției reale pentru aceeași configurație este arătată în figura 4.24, *b*; sursa de excitație este modelată prin schema paralel (modelul Norton), iar diportul de

Scanned with OKEN Scanner

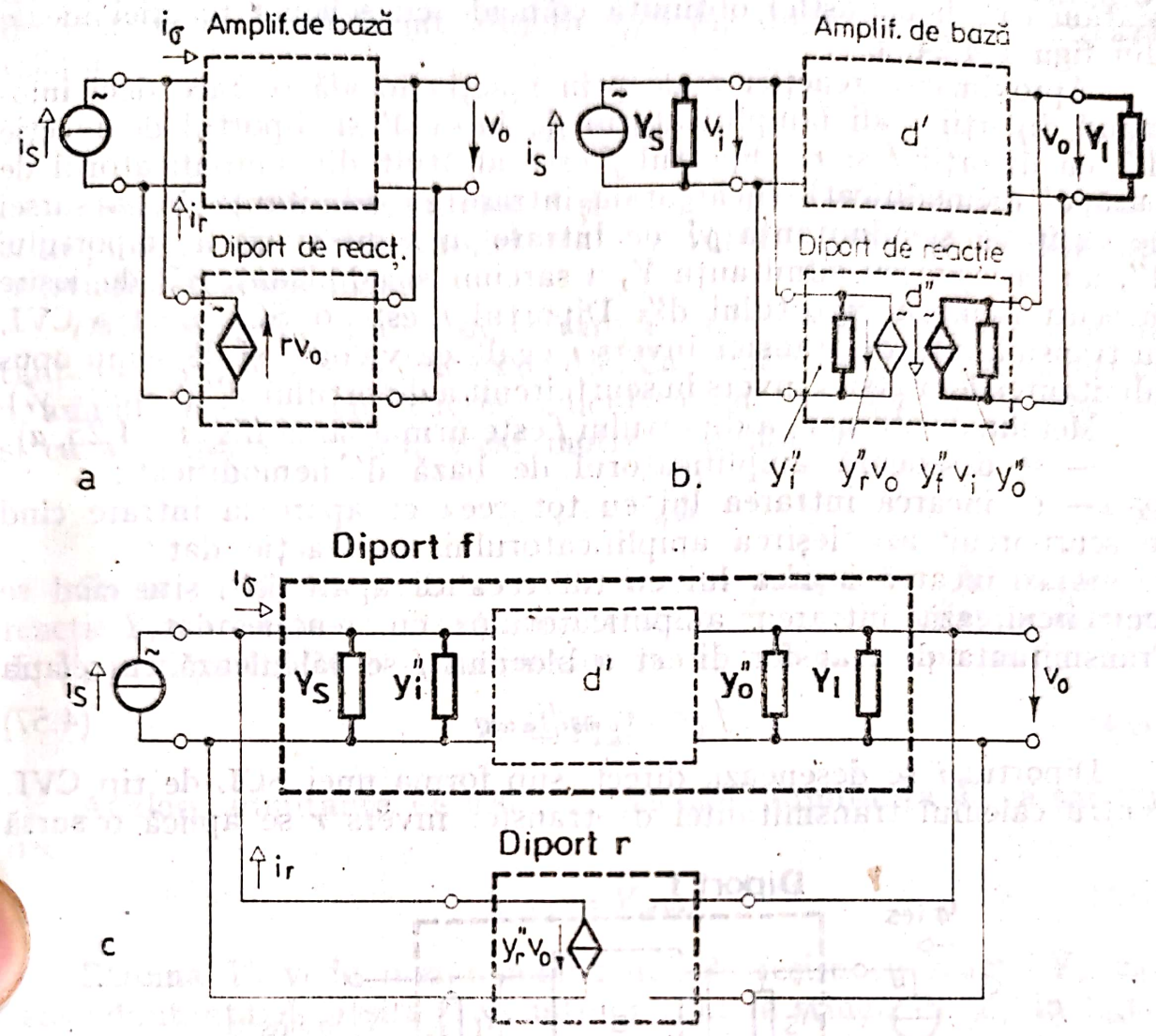


Fig. 4.24. Configurația $p-p$ a reacției: *a* — schema ideală; *b* — schema reală; *c* — aproximarea schemei reale prin schema ideală.

reacție este modelat printr-o schemă $p-p$, adică este descris prin parametrii admitanță în scurtcircuit. Abaterile schemei reale de la idealitate se reduc la faptul că admitanțele Y_s, Y_l, y_i'', y_f'', și y_o'' sînt nenule.

Transferul direct al întregului circuit este asigurat în principal prin amplificatorul de bază d', care are tocmai acest rol. De aceea, admitanța de transfer direct y_f'' a diportului de reacție joacă un rol secundar față de admitanța y_f' a lui d' și o putem neglija în toate cazurile practice:

$$y_f' + y_f'' \simeq y_f' \Leftrightarrow y_f'' \simeq 0. \tag{4.56}$$

Funcționarea întregului circuit nu se modifică dacă translatăm celelalte patru admitanțe, Y_s, Y_l, y_i'' și y_o'' ca în figura 4.24, *c*. Con-

statăm că schema astfel obținută coincide cu schema reacției ideale din figura 4.24, *a*.

Aproximarea reacției reale prin reacția ideală se face deci înlocuind diporții reali (amplificatorul de bază d' și diportul de reacție d'') cu diporții f și r. Diportul f este alcătuit din amplificatorul de bază d' (nemodificat), încărcat la intrare cu admitanța Y_s a sursei de excitație și admitanța y''_i de intrare în scurtcircuit a diportului d'', iar la ieșire cu admitanța Y_l a sarcinii și admitanța y''_o de ieșire în scurtcircuit a diportului d''. Diportul r este o SCL de tip CVI, cu transmitanța de transfer invers r egală ca valoare și de semn opus admitanței de transfer invers în scurtcircuit a diportului d'' ($r =: -y''_r$).

Metoda de obținere a diportului f este următoarea (figura 4.25, *a*) ;

— se desenează amplificatorul de bază d' nemodificat ;

— se încarcă intrarea lui cu tot ceea ce apare la intrare cînd se scurtcircuitează ieșirea amplificatorului cu reacție dat ;

— se încarcă ieșirea lui cu tot ceea ce apare la ieșire cînd se scurtcircuitează intrarea amplificatorului cu reacție dat.

Transmitanța de transfer direct a blocului f se calculează cu relația

$$f =: v_{o\ măs}/i_{\sigma\ test}. \qquad (4.57)$$

Diportul r se desenează direct, sub forma unei SCL de tip CVI. Pentru calculul transmitanței de transfer invers r se aplică o sursă

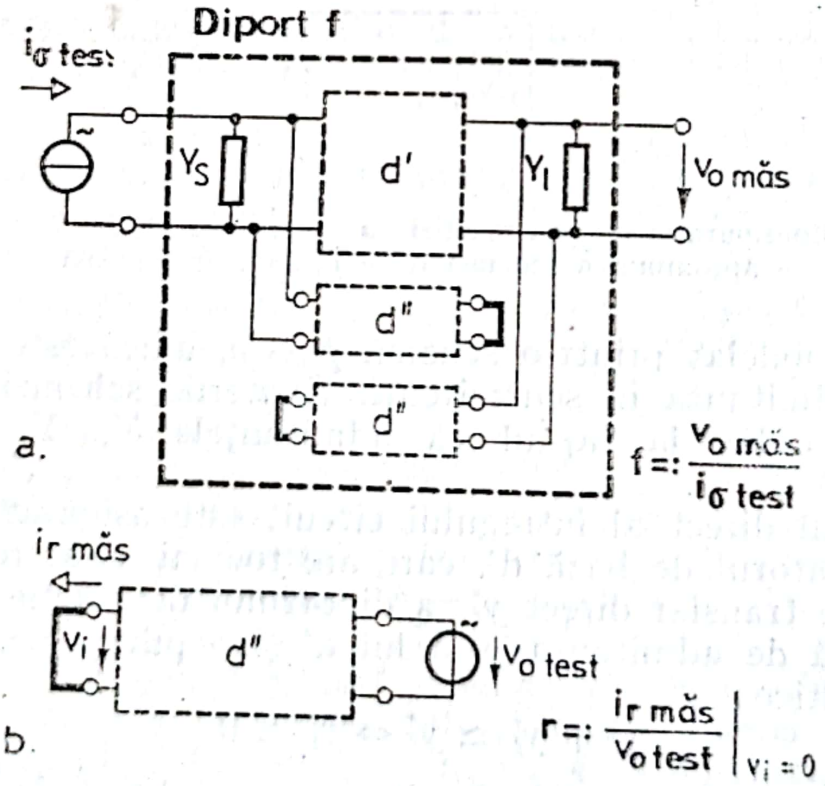


Fig. 4.25. Aproximarea reacției $p-p$ reale : *a* — obținerea diportului f ; *b* — obținerea diportului r.

de tensiune de test la ieșirea diportului d'' și se determină curentul de intrare în scurtcircuit (figura 4.25, *b*), după care se utilizează relația

$$r =: i_{r\,măs} / v_{o\,test}|_{v_i = 0} \tag{4.58}$$

Folosirea transmitanțelor f și r cu aceste semnificații permite transpunerea la cazul reacției reale a tuturor rezultatelor obținute în studiul reacției ideale.

Observație. Admitanța de intrare Y_{if} a blocului f include și admitanța de ieșire Y_s a sursei de excitație. Ca urmare, admitanța de intrare a amplificatorului cu reacție, calculată cu formula (4.31), include și ea admitanța Y_s; din acest motiv o notăm $Y_{i\,tot}$:

$$Y_{i\,tot} = Y_{if}\Delta. \tag{4.59}$$

Sursa reală de excitație vede însă o admitanță de intrare cu reacție Y_i, care este admitanța de intrare a circuitului aflat la dreapta de Y_s în figura 4.24, *b* și nu include pe Y_s; ea are expresia

$$Y_i = Y_{i\,tot} - Y_s. \tag{4.60}$$

Analog, admitanța de ieșire Y_{of} include admitanța Y_l a sarcinii, deci

$$Y_{o\,tot} = Y_{of}\Delta. \tag{4.61}$$

Sarcina Y_l vede însă o admitanță de ieșire cu reacție Y_o, care este admitanța de ieșire a circuitului aflat la stînga de Y_l în figura 4.24, *b* și nu include pe Y_l; ea are expresia

$$Y_o = Y_{o\,tot} - Y_l. \tag{4.62}$$

În prezentarea de mai sus am adoptat notațiile propuse în lucrarea [18], deoarece concordă mai bine cu notațiile clasice folosite în teoria diporților decît notațiile utilizate în lucrările [3], [2], [11], [19]. Pe lîngă aceasta, ne-am bazat pe lucrarea [20], care arată că aproximarea reacției reale prin reacția ideală necesită introducerea unei singure neglijări — relația (4.56) — în loc de introducerea a două ipoteze simplificatoare, cum se afirmă în lucrarea [2], sau trei ipoteze simplificatoare, cum se afirmă în lucrările [3], [11], [21].

***Exemplul* 4.10.** Să analizăm circuitul cu reacție $p - p$ avînd schema din figura 4.26, *a*.

Aplicație numerică: $R = 1\ \text{MΩ}$, $R_L = 10\ \text{kΩ}$, iar parametrii AO au valorile: $r_i = 2\ \text{MΩ}$, $r_o = 75\ \Omega$, $a = 200\,000$.

Scanned with OKEN Scanner

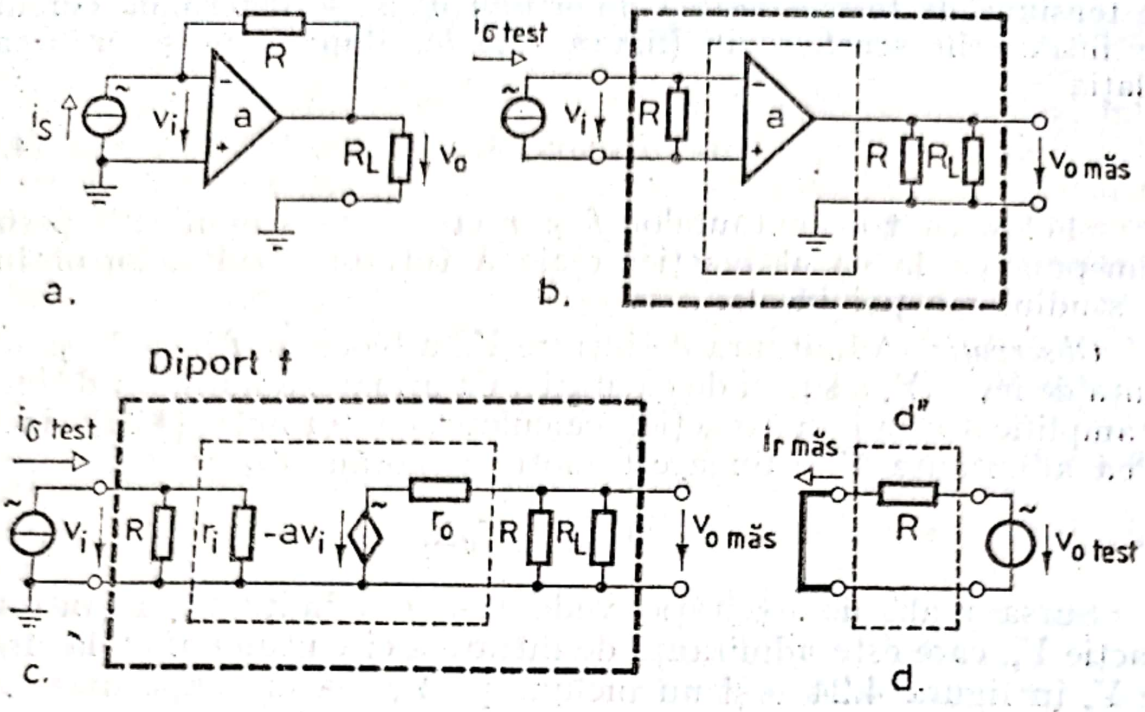


Fig. 4.26. Circuit cu reacție $p-p$ realizat cu un AO: *a* — schema de principiu; *b* — diportul *f* cu AO nemodelat; *c* — diportul *f* cu AO modelat; *d* — schema pentru calculul transmitanței *r*.

Folosind metoda descrisă mai sus, obținem pentru diportul *f* schema din figura 4.26, *b*. Dacă modelăm AO rezultă schema din figura 4.26, *c*, prin analiza căreia obținem

$$f_{v/i} =: \frac{v_{o\ măs}}{i_{\sigma\ test}} = -a\frac{R'}{R' + r_o} R_{if}, \tag{4.63}$$

unde

$$R' =: R||R_L, \tag{4.64}$$

$$R_{if} = r_i||R. \tag{4.65}$$

Rezistența de ieșire a diportului *f* este

$$R_{of} = r_o||R||R_L. \tag{4.66}$$

Din schema dată în figura 4.26, *d* rezultă transmitanța

$$r_{i/v} =: i_{r\ măs}/v_{o\ test} = 1/R. \tag{4.67}$$

Aplicație numerică. Pentru valorile numerice date obținem $f_{v/i} = -133.333$ MΩ, $r_{i/v} = 1$ μS.

Cunoscînd valorile transmitanțelor *f* și *r*, putem calcula orice mărimi dorim. De pildă, înlocuind $R_{if} = 667$ kΩ și $R_{of} = 75$ Ω respectiv în relațiile (4.59) și (4.61), obținem $R_{i\ tot} = 5$ Ω și $R_{o\ tot} = 0{,}000563$ Ω. (În practică, efectele rezistive secundare vor conduce, probabil, la o valoare mai mare a $R_{o\ tot}$).

Scanned with OKEN Scanner

Ținînd seama de principiul dualității, procedura de aproximare a reacției reale $p - p$ prin reacția ideală $p - p$ conduce la următoarea formulare generală, valabilă pentru toate patru configurațiile standard ale reacției.

1° Pentru configurația paralel la intrare sursa de excitație se reprezintă prin modelul paralel (Norton), iar pentru configurația serie, prin modelul serie (Thévenin).

2° Obținerea diportului f se face prin completarea amplificatorului de bază d':

— cu toate încărcările ce apar la intrare cînd se scurtcircuitează (întrerupe) ieșirea întregului circuit, dacă la ieșire este configurația paralel (serie);

— cu toate încărcările ce apar la ieșire cînd se scurtcircuitează (întrerupe) intrarea întregului circuit, dacă la intrare este configurația paralel (serie).

3° Se calculează apoi $f =: x_{o\ măs}/x_{\sigma\ test}$, unde natura semnalelor $x_{o\ măs}$ și $x_{\sigma\ test}$ este determinată de configurația reacției (vezi tabelul 4.1 din secțiunea 4.1.4).

4° Pentru calculul transmitanței r se aplică o sursă de tensiune (curent) la ieșirea diportului de reacție d'', dacă la ieșire este configurația paralel (serie) și se determină curentul (tensiunea) lui de intrare în scurtcircuit (gol), dacă la intrare este configurația paralel (serie).

Figura 4.27 ilustrează cele de mai sus pentru configurația $s - s$, care este duală configurației $p - p$ atît la intrare, cît și la ieșire.

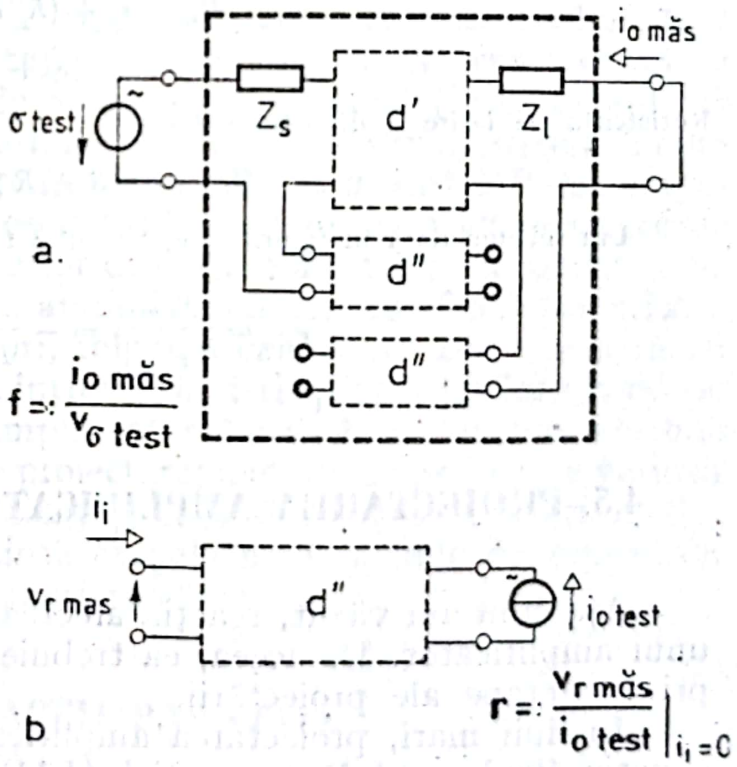


Fig. 4.27. Aproximarea reacției $s-s$ reale: *a* — obținerea diportului f; *b* — obținerea diportului r.

***Exemplul* 4.11.** Să analizăm circuitul cu reacție $s - p$ avînd schema din figura 4.28, *a*.

Aplicînd metoda descrisă, rezultă pentru diportul f schema din figura 4.28, *b*, de unde obținem

$$f_{v/v} =: \frac{v_{o\ măs}}{v_{\sigma\ test}} = a\,\frac{r_i}{R_{ii}}\,\frac{R'}{R' + r_o}, \qquad (4.68)$$

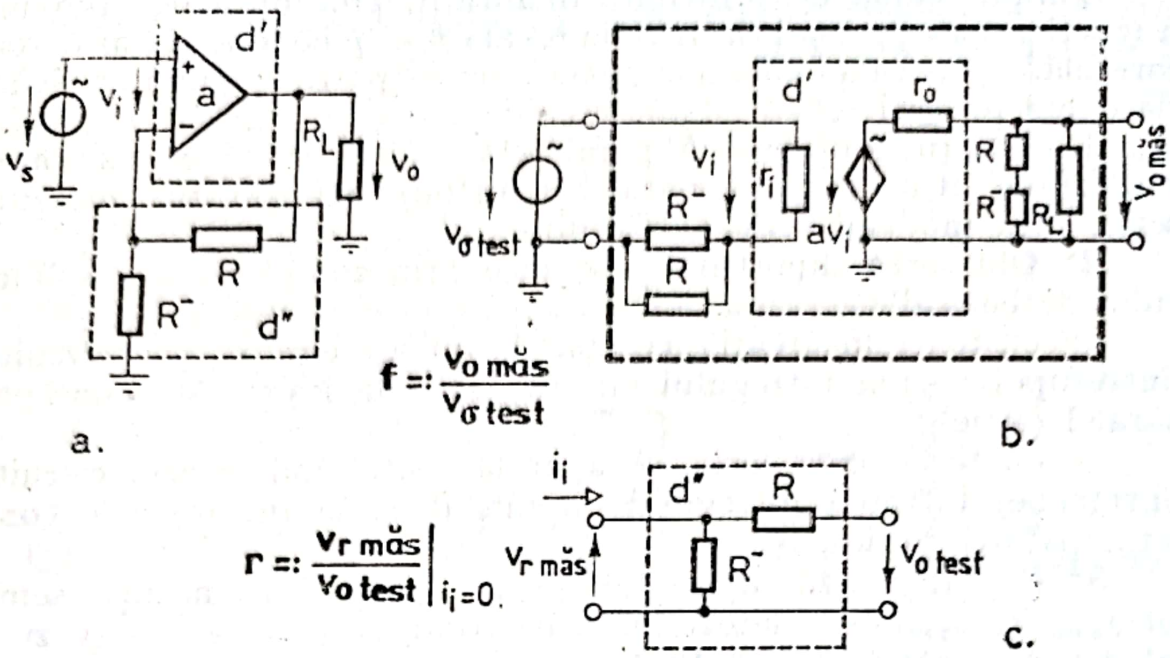


Fig. 4.28. Circuit cu reacţie $s-p$ realizat cu un AO: *a* — schema de principiu; *b* — diportul f; *c* — schema pentru calculul transmitanţei r.

cu

$$R_{if} = r_i + (R||R^-), \tag{4.69}$$

$$R' =: R_L||(R + R^-). \tag{4.70}$$

Rezistenţa de ieşire a diportului f este

$$R_{of} = r_0||(R + R^-)||R_L. \tag{4.71}$$

Din schema dată în figura 4.28, *c* rezultă transmitanţa

$$r_{v/v} =: \frac{v_{r\ măs}}{v_{o\ test}} = -\frac{R^-}{R + R^-}. \tag{4.72}$$

4.5. PROIECTAREA AMPLIFICATOARELOR CU REACŢIE

Aşa cum am văzut, reacţia afectează majoritatea performanţelor unui amplificator. De aceea, ea trebuie luată în considerare încă din primele etape ale proiectării.

În linii mari, proiectarea amplificatoarelor cu RN pleacă de la ecuaţia fundamentală a reacţiei (4.11),

$$A = \frac{f}{\Delta},$$

Scanned with OKEN Scanner

şi expresia determinantului reacţiei (4.8),

$$\Delta =: 1 - fr.$$

Din punct de vedere matematic aceste două relaţii formează un sistem de două ecuaţii cu patru mărimi; dacă se dau două mărimi se pot determina celelalte două.

De regulă, se impune valoarea amplificării cu reacţie A care trebuie realizată. Din considerente de desensibilizare a răspunsului (principale fiind efectele de reducere a distorsiunilor neliniare, a perturbaţiilor şi a sensibilităţii amplificării) se alege o valoare a determinantului reacţiei Δ. Din sistemul de două ecuaţii rezultă valoarea amplificării fără reacţie necesară,

$$f = A\Delta, \tag{4.73}$$

şi valoarea transmitanţei de reacţie,

$$r = (1 - \Delta)/A\Delta \simeq -1/A \tag{4.74}$$

(În majoritatea cazurilor este valabilă relaţia aproximativă, deoarece RN poate fi considerată infinită.)

În funcţie de efectele dorite asupra imitanţelor de intrare şi de ieşire se alege configuraţia reacţiei.

Introducerea unei RN la amplificatoarele cu mai multe etaje este însoţită de un dezavantaj potenţial important, care constă în tendinţa circuitului cu RN de a începe să oscileze. (Transmitanţa fr depinde de frecvenţă şi este posibil ca, la frecvenţe din afara domeniului pentru care este destinat amplificatorul, RN să devină RP, iar amplificatorul să se transforme în oscilator.) Proiectantul trebuie să acorde adesea o atenţie specială măsurilor de evitare a intrării în oscilaţie.

Proiectarea de detaliu a amplificatoarelor cu RN este relativ dificilă şi necesită, de multe ori, reluarea calculelor. Din cauza marii diversităţi a efectelor RN şi a întrepătrunderii proprietăţilor introduse prin reacţie cu proprietăţile amplificatorului de bază, nu este posibilă existenţa unei metode unice de proiectare; metoda de proiectare variază mai ales în funcţie de performanţele care sînt socotite esenţiale.

În lucrarea [14] se prezintă etapele unei metode de proiectare valabile în destul de multe cazuri practice.

4.6. REACŢII PARAZITE

În încheierea capitolului de faţă amintim că în amplificatoarele electronice reale există întotdeauna reacţii parazite. Deşi slabe şi deci nesemnificative, la frecvenţele pentru care sînt negative, reacţiile

Scanned with OKEN Scanner

parazite pot conduce la apariţia unor oscilaţii pe frecvenţele pentru care devin pozitive. În vederea evitării intrării nedorite în oscilaţie, în realizarea amplificatoarelor trebuie luate măsuri de reducere la minimum a reacţiilor parazite.

În funcţie de natura lor, reacţiile parazite sînt de mai multe feluri; amintim cîteva mai importante [22].

Reacţia electrostatică. Această reacţie se stabileşte prin capacităţile parazite care se formează între ieşirea şi intrarea unui amplificator, atît datorită cablajului, cît şi datorită dispozitivelor electronice. Frecvenţa de oscilaţie poate fi de ordinul kHz — zeci de kHz.

Reacţia prin sursa de alimentare. Deşi foarte mică, impedanţa de ieşire a sursei de alimentare poate asigura un cuplaj între ieşirea şi intrarea unui amplificator: componenta variabilă a curentului de ieşire produce o cădere de tensiune care se aplică la intrarea unuia dintre primele etaje. Reducerea acestei reacţii se face prin filtrarea suplimentară a alimentării primului etaj.

Reacţia prin sursa de alimentare este mai puternică în amplificatoarele realizate cu dispozitive cu impedanţă de intrare mare (tranzistoare cu efect de cîmp).

Reacţia magnetică. Orientarea necorespunzătoare a transformatoarelor de intrare şi de ieşire ale unui amplificator poate conduce la apariţia unui flux magnetic comun, prin care se realizează o reacţie parazită. Frecvenţa oscilaţiilor care pot apare este de ordinul a sute de Hz — kHz.

Reacţia acustică. Dacă semnalul de ieşire produce vibraţii mecanice, acestea pot fi transmise la intrarea amplificatorului prin orice mediu acustic (atmosfera, şasiul aparatului). Vibraţiile pot apare în cazul unei sarcini electroacustice (difuzor) sau datorită componentelor circuitului (vibraţiile unei bobine). Cauzînd vibraţii ale unor componente din circuitul de intrare (conductori etc.), vibraţiile de la ieşire schimbă capacitatea dintre aceste componente, ceea ce echivalează cu apariţia unui semnal de intrare.

Reducerea la minimum a reacţiei parazite acustice se face prin amortizarea atît a componentelor care pot vibra, cît şi a întregului şasiu al amplificatorului. În plus, componentele care pot vibra trebuie aşezate cît mai departe de intrarea amplificatorului.

BIBLIOGRAFIE

1. Herpy, M. *Analoge integrierte Schaltungen.* Budapest, Akadémiai Kiado, 1976.
2. Gray, P. R., Meyer, R. G. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits.* New York, John Wiley and Sons, 1977.

Scanned with OKEN Scanner

3. Gray, P. E., Searle, C. L. *Bazele electronicii moderne*, vol. II. București, Editura tehnică, 1973.
4. Vasilescu, G., Lungu, S. *Electronică*. București, Editura didactică și pedagogică, 1981.
5. Fischer, J. E., Gatland, H. B. *Electronics — from Theory into Practice*. Oxford, Pergamon Press, 1976.
6. Harthun, N. *System der Gegenkopplungsarten bei den Halbleitergrundschaltungen*. Elektronik Industrie 8, (1977), 7/8, p. 17—18.
7. Dascălu, D., Turic L., Hoffman, I. *Circuite electronice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1981.
8. Mateescu, Adelaida. *Analiza și sinteza circuitelor electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1975.
9. Voișvillo, G. V. *Sovremennaia tehnika usilenia signalov*. Moscova, „Sovetskoe Radio", 1978.
10. Sandu, D. D. *Dispozitive și circuite electronice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1975.
11. Millman, J., Halkias, Ch. C. *Integrated Electronics*. McGraw-Hill Book Co., New York, 1971.
12. Senturia, S. D., Wedlock, B. D., *Electronic Circuits and Applications* — traducere în limba rusă, Izdatelistvo „Mir", Moscova, 1977.
13. Petin, G. P. *Tranzistornîe usiliteli, generatorî i stabilizatorî*. Moscova, „Energia", 1978.
14. Bărbat, B., Presură, I., Tănăsescu, T. *Amplificatoare de audiofrecvență*. București, Editura tehnică, 1972.
15. Ciugudean, M., *Dispozitive și circuite electronice. Partea a II-a. Circuite electronice*. Institutul politehnic „Traian Vuia" din Timișoara (pentru uzul studenților), 1980.
16. Vătășescu, A., Bodea, M. ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, vol. I. București, Editura tehnică, 1979.
17. Tietze, U., Schenk, Ch. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Berlin, Springer-Verlag, 1969.
18. Miron, C. *Contribuții la metodologia analizei circuitelor electronice cu reacție*. Comunicare la „Al IV-lea Simpozion Informatică și Conducere", Cluj-Napoca, mai 1978.
19. Bulucea, C., M., Profeta, H., *Circuite integrate liniare*. București, Editura tehnică, 1975.
20. Miron, C. *Asupra analizei circuitelor electronice cu reacție*. Comunicare la „Al V-lea Simpozion Informatică și Conducere", Cluj-Napoca, mai 1979.
21. Miron, C. *Circuite electronice*. Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1980.
22. Dolbnia, V. T. ș.a. *Elektronnîe țepi neprerîvnogo i impulisnogo deistvia*. Kiev, „Vișcea Skola", 1979.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL 5

NULOR

Sursa comandată liniară (SCL) este un amplificator electronic care are numai parametrul de transfer direct, numit amplificare, de valoare nenulă şi finită (vezi capitolul 3). Dacă admitem că şi acest parametru ia o valoare limită, anume infinit, obţinem modelul numit nulor. Evident, luat în sine, un amplificator cu amplificarea infinită este o absurditate, deoarece ar da la ieşire fie un semnal infinit, dacă excitaţia aplicată ar fi nenulă, fie un semnal nedeterminat de forma 0. ∞, dacă excitaţia ar fi nulă. (Dealtfel nulorul este caracterizat ca diport „patologic" sau degenerat.) De aceea nulorul nu este un model universal, valabil indiferent de modul de utilizare al amplificatorului modelat, ci este aplicabil numai amplificatorului de bază dintr-un circuit cu RN. Aşa cum am arătat în secţiunea 4.2.2, în cazul RN infinite excitaţia aplicată amplificatorului de bază este nulă, iar semnalul de ieşire este determinat nu de amplificator, ci de diportul de reacţie. Modelarea amplificatorului de bază prin nulor echivalează deci cu modelarea RN prin RN infinită.

5.1. NULORUL — DIPORT PATOLOGIC

Nulorul este diportul liniar definit prin matricea lanţ invers (matricea de transfer invers) nulă [1];

$$\begin{bmatrix} v_i \\ i_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_o \end{bmatrix}. \tag{5.1}$$

Parametrii lui fundamentali [2] sînt deci toţi nuli.

Din definiţie rezultă ecuaţiile

$$\begin{aligned} v_i &= 0 \\ i_i &= 0 \end{aligned} \tag{5.2}$$

Scanned with OKEN Scanner

pentru semnalele de intrare și

$$v_e = \text{nedet.} \qquad (5.3)$$
$$i_e = \text{nedet.}$$

pentru semnalele de ieșire.

Se consideră că ecuațiile (5.2) definesc un uniport patologic numit *nulator*. El este uniportul la care atît tensiunea la borne este nulă, cît și curentul prin borne este nul. Altfel spus, la bornele lui nu poate exista nici o tensiune, deși prin el nu poate trece nici un curent [3]. Nulatorul cumulează într-un anumit fel proprietățile unui scurtcircuit cu ale unei întreruperi, dar nu se indentifică nici cu scurtcircuitul, nici cu întreruperea. Simbolul geometric al nulatorului seamănă cu simbolul cifrei zero (figura 5.1, *a*).

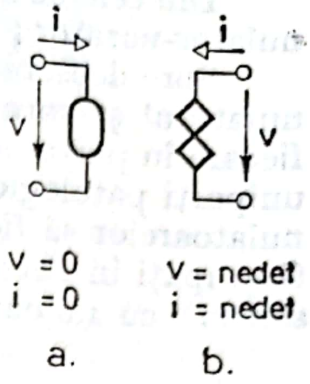


Fig. 5.1. Uniporți patologici: *a* — nulatorul; *b* — noratorul.

Se consideră că relațiile (5.3) „definesc" și ele un uniport patologic, *noratorul*. El este uniportul la care nici tensiunea la borne, nici curentul prin borne nu sînt determinate. (Denumirea provine de la cuvîntul englezesc *nor* — nici). Altfel spus, tensiunea la bornele lui și curentul care trece prin el au valori arbitrare și independente una de alta [3]. Sau încă, pentru orice tensiune la borne, curentul care străbate noratorul poate avea orice intensitate [4].

Simbolul geometric al noratorului este arătat în figura 5.1, *b*. El este format din contururile a două surse comandate, deoarece cumulează într-un anumit fel proprietățile sursei de curent comandate (CVI sau CII) cu proprietățile sursei de tensiune comandate (CIV sau CVV), dar nu este prin el însuși identic cu nici una dintre ele. Pentru comparație, în figura 5.2 sînt reprezentate porțile de ieșire ale acestor surse. Așa cum va rezulta, în funcție de topologia schemei la care se conectează un norator, el se comportă ca poarta de ieșire fie a unei surse de curent comandate, fie a unei surse de tensiune comandate.

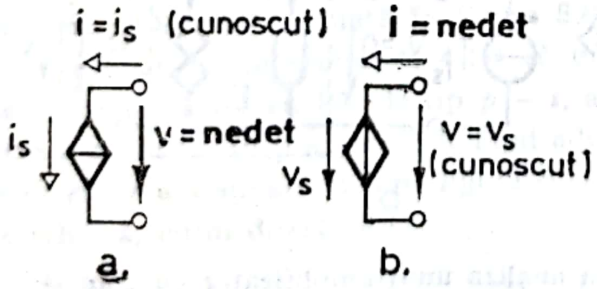


Fig. 5.2. Porțile de ieșire ale unei: *a* — surse de curent comandate; *b* — surse de tensiune comandate.

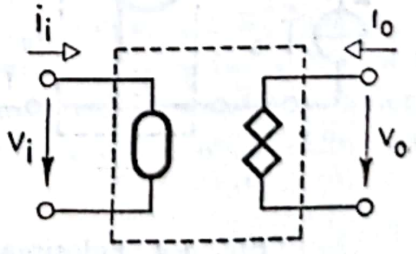


Fig. 5.3. Simbolul geometric al nulorului.

Din cele de mai sus rezultă că nulorul este alcătuit dintr-o pereche nulator-norator; simbolul lui geometric este deci cel din figura 5.3.

Spre deosebire de nulor, care poate fi aproximat fizic satisfăcător, nulatorul și noratorul nu au corespondent fizic, adică nu reprezintă, fiecare în parte, modelul nici unui uniport real. Pentru ca o schemă cu uniporți patologici să fie realizabilă fizic este deci necesar ca numărul nulatoarelor să fie egal cu al noratoarelor, astfel ca uniporții să poată fi grupați în perechi nulator-norator, adică schema să fie privită ca o schemă cu nuloare.

5.2. FOLOSIREA NULORULUI LA ANALIZA AMPLIFICATOARELOR CU RN

Deoarece nulorul lasă nedeterminate semnalele sale de ieșire, modelarea prin nulor a unui amplificator electronic este posibilă numai dacă amplificatorul face parte dintr-un circuit cu RN; în acest caz semnalele de ieșire sînt determinate de diportul de reacție și uniportul de sarcină. Modelarea amplificatorului de bază prin nulor echivalează cu modelarea RN prin RN infinită.

Prezența nulorului într-o schemă intervine în analiză prin adăugarea la modelul matematic al schemei a ecuațiilor (5.2) pentru semnalele de intrare în nulor.

Exemplul 5.1. Să determinăm amplificarea transimpedanță a amplificatorului cu reacție $p - p$, realizat cu un tranzistor bipolar de tip *npn* ca amplificator de bază. Schema echivalentă pentru variații, dată în figura 4.7, *a*, este reluată în figura 5.4, *a*.

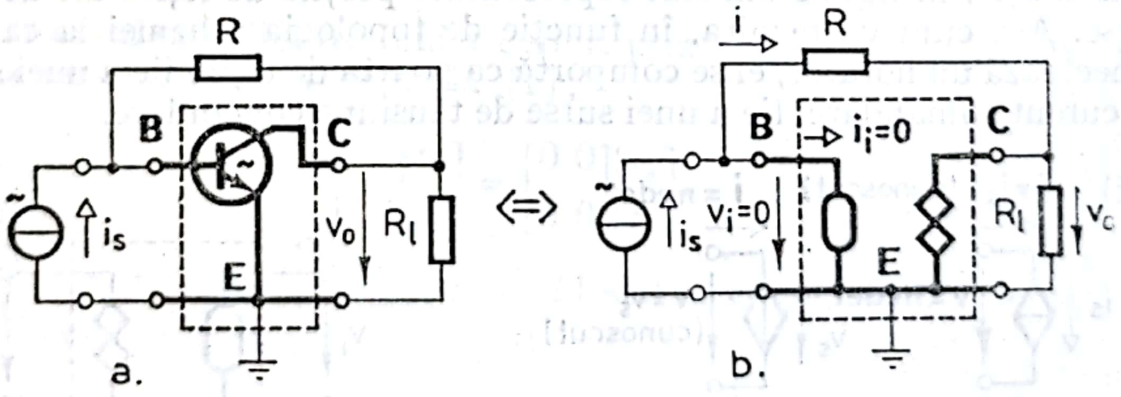


Fig. 5.4. Folosirea nulorului la analiza unui amplificator cu tranzistor cu RN de tip $p-p$: *a* — schema echivalentă pentru variații cu tranzistorul nemodelat; *b* — aceeași schemă cu tranzistorul modelat prin nulor.

Scanned with OKEN Scanner

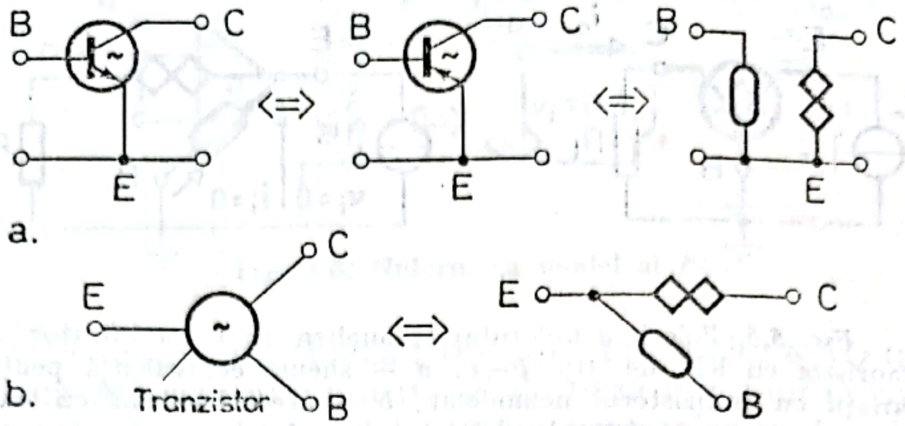


Fig. 5.5. Nulorul ca model pentru variații al tranzistorului; *a* — în conexiunea EC; *b* — ca tripol.

Modelarea tranzistorului prin nulor conduce la schema echivalentă din figura 5.4, *b*. TKI pentru nodul *B* se scrie

$$i_s - i - i_t = 0,$$

iar TKV pentru ochiul care include cele două porți ale nulorului,

$$v_e - v_t + iR = 0.$$

Înlocuind ecuațiile (5.2) obținem

$$A_{v/i} =: v_e/i_s = -R, \tag{5.4}$$

rezultat care coincide cu cel obținut în exemplul 4.4 în ipoteza RN infinite.

Din acest exemplu deducem că un tranzistor bipolar în conexiunea EC poate fi modelat pentru variații printr-un nulor (figura 5.5, *a*), dacă este folosit ca amplificator de bază într-un circuit cu RN care admite modelarea prin RN infinită. Tranzistorul fiind o componentă cu trei borne, una dintre bornele de intrare ale nulorului este scurtcircuitată cu una dintre bornele lui de ieșire; modelarea prin nulor a tranzistorului privit ca tripol este arătată în figura 5.5, *b*.

Exemplul 5.2. Să determinăm amplificarea în curent a etajului amplificator cu un tranzistor de tip *pnp* în conexiunea BC. Schema echivalentă pentru variații, dată în figura 4.8, *b* este reluată în figura 5.6, *a*.

Am arătat în secțiunea 4.1.4 că un tranzistor în conexiunea BC poate fi privit ca un amplificator cu RN de tip $p - s$, având tranzistorul în conexiunea EC ca amplificator de bază. În prezența RN fiind admisă modelarea tranzistorului prin nulor, obținem schema echivalentă din figura 5.6, *b*. Ținînd seama de ecuațiile (5.2), notate și pe schemă, citim direct

$$A_i =: i_e/i_s = -1, \tag{5.5}$$

Rezultatul coincide cu cel obținut în exemplul 4.4 în ipoteza RN infinite.

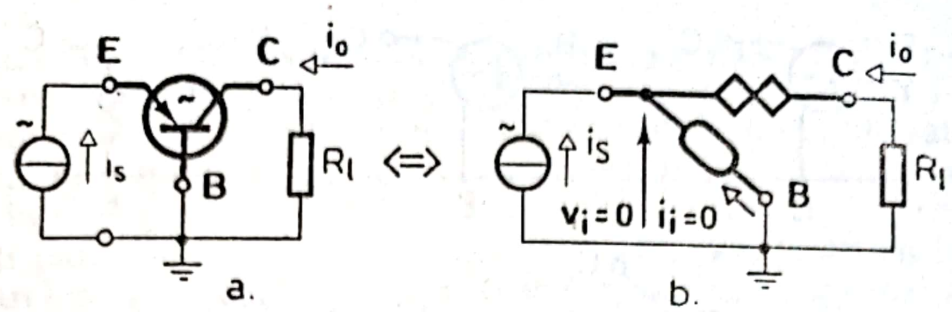


Fig. 5.6. Folosirea nulorului la analiza unui amplificator cu tranzistor cu RN de tip $p-s$: *a* — shema echivalentă pentru variații cu tranzistorul nemodelat; *b* — aceeași schemă cu tranzistorul modelat prin nulor.

Modelarea prin nulor a amplificatorului de bază dintr-un circuit cu RN nu este influențată de structura sau tipul particular de amplificator folosit. Singura condiție care trebuie îndeplinită este ca reacția respectivă să poată fi modelată prin RN infinită.

Exemplul **5.3.** Să determinăm amplificarea în tensiune a circuitului cu AO și RN de tip $s-p$, având schema de principiu din figura 5.7, *a*.

Modelarea AO prin nulor conduce la schema echivalentă din figura 5.7, *b*.

Din ecuațiile (5.2) decurge că tensiunea v_s apare în întregime pe rezistența R^-, iar curentul prin această rezistență este egal cu cel prin rezistența R. Este deci valabilă formula divizorului de tensiune și obținem

$$A_v =: \frac{v_o}{v_s} = \frac{R + R^-}{R^-}, \qquad (5.6)$$

rezultat care este identic cu cel obținut în exemplul 4.5 în ipoteza RN infinite.

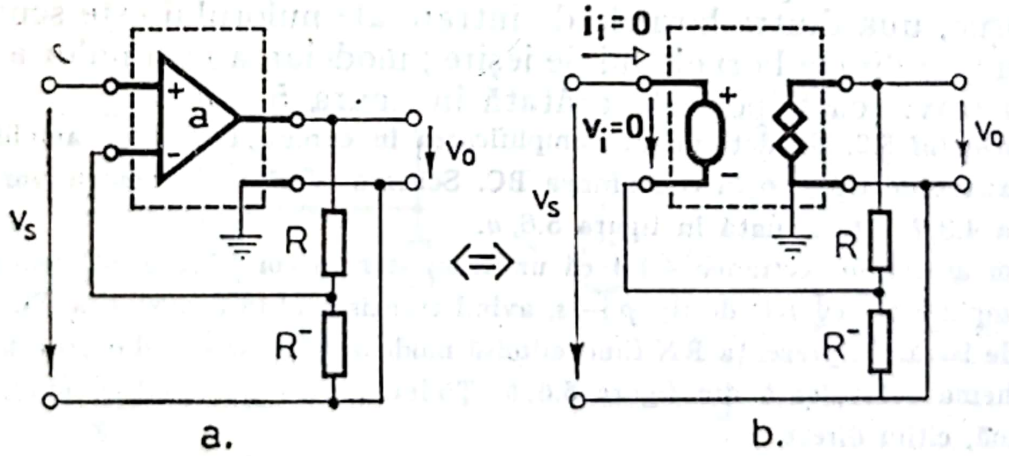


Fig. 5.7. Folosirea nulorului la analiza unui amplificator cu AO și RN de tip $s-p$: *a* — schema de principiu; *b* — schema echivalentă (AO modelat prin nulor).

Scanned with OKEN Scanner

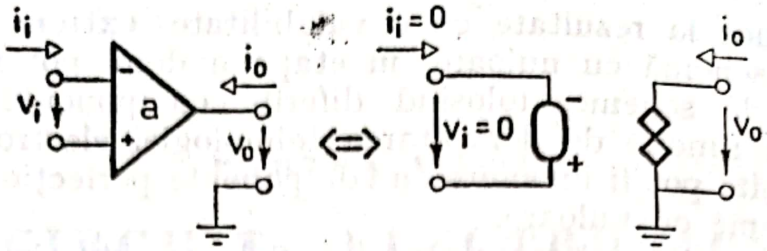


Fig. 5.8. **Nulorul ca model al AO.**

Ultimul exemplu ilustrează modelarea prin nulor a AO (figura 5.8), posibilă dacă AO este amplificatorul de bază dintr-un circuit cu RN.

În literatură, analiza simplificată a circuitelor cu AO și RN se face cu ajutorul conceptului de amplificator operațional ideal [5], [6], [7]. Dacă examinăm definiția acestui concept, constatăm că amplificatorul operațional ideal este identic cu nulorul. În lucrarea de față preferăm ultima denumire, deoarece nu sugerează restrîngerea aplicabilității la cazul particular al AO, restrîngere care nu este prin nimic justificată.

5.3. SINTEZA UNOR SCHEME CU NULOARE

Am arătat în capitolul 3 că SCL, pentru variații de semnal reprezintă modelele ideale ale componentelor electronice amplificatoare (tranzistoare, AO). Există numeroase aplicații în care se pune problema realizării unor amplificatoare cu proprietăți mult mai apropiate de ale SCL, decît sînt proprietățile componentelor electronice disponibile în prezent. Se face atunci apel la RN, care modifică imitanțele de intrare și de ieșire în sensul apropierii de idealitate (vezi secțiunile 4.3.3 și 4.3.4).

În paragraful 5.2. am stabilit însă că amplificatorul de bază dintr-un circuit cu RN poate fi modelat prin nulor (dacă se admite ipoteza idealizatoare a RN infinite). Rezultă că sinteza unor circuite cu proprietăți cît mai apropiate de ale SCL se poate face în două etape :

— în prima etapă se sintetizează circuitele respective sub forma unor scheme cu nuloare ;

— în etapa a doua se transformă aceste scheme în scheme cu amplificatoare (reale) și RN.

Datorită gradului înalt de abstractizare specific schemelor cu nuloare, introducerea primei etape are două consecințe favorabile :

— ușurează considerabil operațiile de sinteză ;

Scanned with OKEN Scanner

— conduce la rezultate cu o valabilitate extrem de generală.

Dintr-o schemă cu nuloare, în etapa a doua pot fi obținute o multitudine de scheme, folosind diferite componente electronice; mai mult, în funcție de dezvoltarea tehnologiei electronice, componentele depășite pot fi înlocuite cu componente perfecționate, pe baza aceleiași scheme cu nuloare.

În lucrarea [8] sînt tratate principalele aspecte ale sintezei schemelor cu nuloare, precum și exemple de transfigurare a lor în scheme cu amplificatoare reale și RN.

BIBLIOGRAFIE

1. Mateescu, Adelaida, *Analiza și sinteza circuitelor electrice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1975.
2. Simion, E., Gligor, T. D., Mîndru, Gh. *Bazele electrotehnicii. Curs, vol. II. Teoria circuitelor electrice liniare în regim permanent.* Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1976.
3. Marchais, J. C. *L'amplificateur opérationnel et ses applications.* Paris, Masson, 1978.
4. Gligor, T. D. *Bazele electrotehnicii, Curs, vol. II. Teoria circuitelor electrice.* Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1981.
5. Miron, C. *Circuite electronice.* Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1980.
6. Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H. *Circuite integrate liniare.* București, Editura tehnică, 1975.
7. Herpy, M. *Analoge integrierte Schaltungen.* Budapest, Akadémiai Kiadó, 1976.
8. Cartianu, Gh. ș.a. *Semnale, circuite și sisteme.*, București, Editura didactică și pedagogică, 1980.

Scanned with OKEN Scanner

PARTEA A DOUA

CIRCUITE ELECTRONICE

Cunoştinţele acumulate pînă aici ne permit abordarea studiului circuitelor electronice fundamentale: circuite de limitare, redresoare, amplificatoare, oscilatoare, stabilizatoare, circuite logice etc. Diversitatea deosebit de mare a acestora ne confruntă, din capul locului, cu problema alegerii unei metodici de clasificare şi studiere care să fie cît mai eficace. Considerăm că abordarea tradiţională, care clasifică circuitele după destinaţia lor (circuite cu rol de limitare, de redresare, de amplificare, de stabilizare etc.) şi studiază pe rînd aceste clase, nu satisface criteriul eficacităţii. Vom adopta de aceea o abordare netradiţională, pe care o expunem în continuare [1].

Proprietăţile funcţionale şi destinaţia oricărui circuit electronic sînt determinate de:

a) componenţa lui — natura şi tipul componentelor electronice şi electrice din care este alcătuit;

b) structura lui (topologia de interconectare a componentelor);

c) modul de utilizare.

În privinţa componenţei, este evident că rolul esenţial revine componentelor electronice, pe care le grupăm în două categorii mari: componente electronice necomandate (în principal diode) şi componente electronice comandate (în principal tranzistoare şi amplificatoare integrate).

Fiind stabilite componentele din care dorim să alcătuim un circuit electronic, proprietăţile lui funcţionale vor depinde de topologia de interconectare a componentelor. De exemplu, un circuit format dintr-o diodă şi o rezistenţă va avea anumite proprietăţi, dacă dioda este înseriată cu rezistenţa, şi alte proprietăţi, dacă dioda este legată în paralel cu rezistenţa.

Odată cunoscute componenţa şi structura unui circuit electronic, proprietăţile lui funcţionale rezultă în mod univoc. Totuşi, rolul său în aplicaţii nu este precizat decît dacă se precizează şi modul de utilizare, adică semnalele care se aplică la porţile lui de intrare. De pildă, circuitul format din două diode şi o rezistenţă, interconectate ca în figura 6.0, a, este un circuit de maxim, adică are proprietatea

Scanned with OKEN Scanner

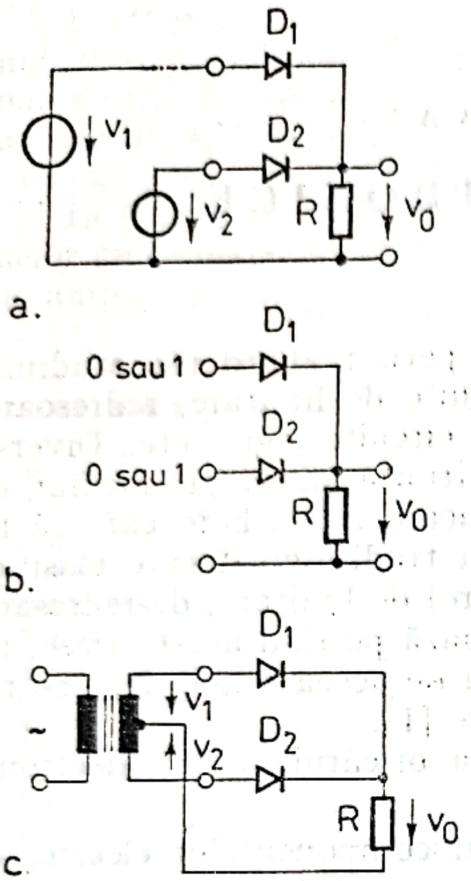


Fig. 6.0. Circuit de maxim format din două diode şi o rezistenţă: *a* — schema generală; *b* — utilizarea ca circuit logic SAU; *c* — utilizarea ca redresor bialternanţă.

de a furniza la ieşire cea mai mare dintre tensiunile aplicate la intrare:

$$v_o = \text{MAX}\ (v_1, v_2).$$

El poate fi însă utilizat în două moduri diferite. Într-unul, tensiunile aplicate la cele două porţi de intrare pot lua numai două valori, notate convenţional cu 0 şi 1 (de exemplu 0 V şi 5 V în cazul circuitelor logice TTL); destinaţia lui este în acest caz de a efectua operaţia logică SAU (figura 6.0, *b*). În celălalt mod, tensiunile aplicate sînt alternative sinusoidale şi în antifază; destinaţia lui este acum de redresor bialternanţă (figura 6.0, *c*).

Din cele de mai sus rezultă că adoptarea componenţei şi structurii circuitelor electronice drept criterii principale de clasificare conduce la un număr mai mic de clase decît adoptarea criteriului destinaţiei circuitelor. Procedînd astfel, obţinem deci o eficacitate sporită a studiului. După modul de utilizare, fiecare clasă funcţională se poate divide apoi în mai multe subclase, corespunzătoare clasificării tradiţionale după destinaţie.

Adoptînd ca prim criteriu de clasificare tipul dispozitivelor electronice care intră în componenţa unui circuit (dispozitive necomandate sau comandate), rezultă două clase mari:

— circuite cu funcţii determinate de proprietăţile componentelor electronice necomandate;

— circuite cu funcţii determinate de proprietăţile componentelor electronice comandate.

(Circuitele care conţin componente de ambele tipuri se clasifică corespunzător tipului care este determinant pentru funcţiile lor.)

Prima dintre aceste clase este prezentată în capitolul 6, iar a doua, în capitolul 7. Atît în capitolul 6 cît şi în capitolul 7 se descrie la început comportarea în circuit a componentelor electronice respective. În continuare se studiază diferitele tipuri funcţionale de circuite, explicîndu-se întîi principiul de funcţionare, pe scheme simplificate, şi

Scanned with OKEN Scanner

ilustrîndu-se după aceea destinaţiile posibile, cu ajutorul unor scheme folosite în practică.

Dintre circuitele cu componente electronice comandate, cele care au funcţii determinate în principal de proprietăţile reacţiei nu sînt incluse în capitolul şapte, ci sînt tratate separat în ultimul capitol, al optulea.

Explicarea proprietăţilor esenţiale ale circuitelor şi calculul lor se fac prin folosirea modelelor ideale liniare expuse în partea întîi a lucrării de faţă. În funcţie de necesităţi, în unele cazuri se introduc modele ideale particulare, de exemplu modele neliniare, specifice anumitor componente electronice.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL 6

CIRCUITE CU FUNCȚII DETERMINATE DE PROPRIETĂȚILE COMPONENTELOR ELECTRONICE NECOMANDATE (D)

În capitolul de față înțelegem prin componente electronice necomandate componentele de tip uniport, deoarece, de regulă, acestea nu permit comanda semnalelor electrice dintr-un circuit cu ajutorul semnalelor din alt circuit (ambele circuite fiind legate la aceeași componentă). Exemple tipice sînt diodele semiconductoare (redresoare, detectoare, Zener) și diodele cu vid (redresoare, stabilizatoare). Pentru simplificarea scrierii, vom simboliza aceste componente prin litera „D", inițiala cuvîntului diodă.

6.1. COMPORTAREA COMPONENTELOR D ÎN CIRCUIT

Interacțiunea dintre o componentă D și circuitul în care se află conectată are loc pe la unica poartă a componentei. Comportarea D în circuit este deci determinată de proprietățile ei la poarta sa. În secțiunile care urmează prezentăm modalitățile folosite pentru descrierea acestor proprietăți.

6.1.1. RELAȚIE CARACTERISTICĂ ȘI REGIMURI DE LUCRU

Ca uniport, orice componentă D prezintă două semnale la poarta ei, tensiunea v_A și curentul i_A (figura 6.1). Numim *relație caracteristică a D* relația pe care o stabilește D între aceste semnale, ca urmare a funcționării sale interne.

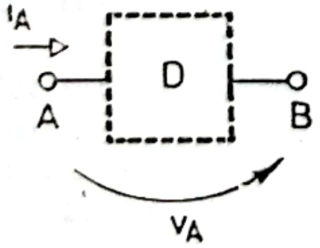


Fig. 6.1. Semnalele la poarta unei componente D oarecare.

Într-un caz destul de general, relația caracteristică a D este o ecuație de forma [2]

$$E\left(v_A, \frac{dv_A}{dt}, \ldots, \frac{d^n v_A}{dt^n}, i_A, \frac{di_A}{dt}, \ldots, \frac{d^m i_A}{dt^m}, \theta_1, \ldots, \theta_k\right) = 0 \tag{6.1}$$

unde mărimile $\theta_1, \ldots, \theta_k$ se numesc *variabile parametrice* și pot fi de natură electrică sau neelectrică.

Regimurile de lucru ale componentelor electronice (în particular ale componentelor D) se clasifică după două criterii generale: felul de variație în timp a semnalelor la porțile componentelor și mărimea acestor variații.

După primul criteriu distingem trei regimuri principale: regimul static, regimul lent variabil sau cvasistatic și regimul rapid variabil sau dinamic.

După al doilea criteriu, regimurile variabile se subdivid în regim de semnal mare și regim de semnal mic.

Numim *regim static* (sau regim de c.c.) al D regimul de lucru în care cele două semnale de la poarta D sînt constante în timp. În acest regim toate derivatele temporale ale tensiunii și curentului fiind nule, relația caracteristică ia forma

$$E(v_A, i_A, \theta_1, \ldots, \theta_k) = 0 \tag{6.2}$$

și se numește *relație caracteristică statică*. (Fiind vorba de valorile statice ale semnalelor, notațiile generice v_A și i_A pot fi înlocuite aici prin notațiile V_A și I_A).

Exemplul 6.1. După cum se știe, o joncțiune *pn* formează o diodă semiconductoare. Se zice că ea este *polarizată direct* dacă i se aplică o sursă de tensiune cu borna pozitivă la regiunea *p* și cu cea negativă la regiunea *n*; în cazul opus se zice că este *polarizată invers*. La polarizare directă curentul se numește *direct*, iar la polarizare inversă se numește *invers*. Sensul convențional al curetului direct este de la regiunea *p* spre regiunea *n* (prin diodă), iar al celui invers este opus.

Dacă alegem sensurile pozitive arbitrare ale semnalelor la poarta unei diode semiconductoare astfel ca tensiunea și curentul să fie pozitive la polarizare directă, relația caracteristică statică a diodei are forma

$$E(v_A, i_A, \theta) = 0, \tag{6.3}$$

unde θ este temperatura diodei. Admiterea anumitor ipoteze simplificatoare permite explicitarea curentului [3]:

$$i_A = I_{bloc}\left(\exp\frac{v_A}{V_T} - 1\right); \tag{6.4}$$

I_{bloc} și V_T sînt mărimi care depind de temperatura diodei. Mărimea V_T se numește tensiune termică și are expresia

$$V_T = kT/e, \tag{6.5}$$

unde k este constanta lui Boltzmann, T este temperatura absolută a diodei și e este sarcina electrică elementară. La temperatura ambiantă $T \simeq 300$ K și $V_T \simeq 26$ mV.

Scanned with OKEN Scanner

Numim *regim cvasistatic* al D orice regim variabil de lucru în care cele două semnale de la poarta D variază suficient de lent pentru ca toate derivatele temporale din relaţia caracteristică (6.1) să poată fi neglijate. Cu alte cuvinte, valorile instantanee ale semnalelor în regim cvasistatic se schimbă ca o succesiune de valori statice. Rezultă că funcţionarea D în regim cvasistatic este descrisă, cu erori mici, de relaţia caracteristică statică a D.

Numim *regim dinamic* al D orice regim variabil de lucru în care cele două semnale de la poarta D variază suficient de rapid pentru ca cel puţin una dintre derivatele temporale care apar în relaţia caracteristică (6.1) să *nu* poată fi neglijată.

Conchidem că *relaţia caracteristică statică (6.2) permite studiul regimurilor static şi cvasistatic, dar nu permite studiul regimului dinamic.*

Numim regim variabil (cvasistatic sau dinamic) *de semnal mare* regimul variabil în care variaţiile semnalelor de la poarta D sînt de acelaşi ordin de mărime cu intervalele de valori permise pentru aceste semnale.

Numim regim variabil (cvasistatic sau dinamic) *de semnal mic* regimul variabil în care variaţiile semnalelor de la poarta D sînt mult mai mici decît intervalele de valori permise pentru aceste semnale. Mai precis, variaţiile trebuie să fie suficient de mici pentru ca o dublare sau o înjumătăţire a lor să modifice neglijabil rapoartele dintre variaţiile a două semnale (aşa-numita *condiţie de semnal mic* [6]).

6.1.2. CARACTERISTICA STATICĂ A *D*

Pentru un set dat de valori ale variabilelor parametrice, relaţia caracteristică statică (6.2) a unei D este, de regulă, o funcţie reală de o variabilă reală

$$i_A : \mathbf{R} \to \mathbf{R},\ v_A \to i_A,$$

care asociază fiecărei tensiuni la poarta D o valoare a curentului i_A. Această funcţie se numeşte *funcţia caracteristică statică a D*; ea poate să fie sau să nu fie o bijecţie.

Numim *caracteristica statică a D* graficul funcţiei sale caracteristice, reperezentat în plan în sistemul ortogonal de axe $v_A O i_A$.

Relaţia $i_A = i_A(v_A)$ este numită *ecuaţia caracteristicii statice a D.*

Pentru fiecare set de valori ale variabilelor parametrice obţinem, în general, o altă funcţie caracteristică statică şi deci o altă caracteristică statică.

Exemplul 6.2. Relaţia (6.4) din exemplul precedent este ecuaţia caracteristicii statice a diodei respective. Pentru fiecare valoare dată temperaturii T rezultă anumite

Scanned with OKEN Scanner

valori ale I_{bloc} și V_T și se obține ecuația unei alte caracteristici statice; aceste caracteristici formează o familie de caracteristici statice ale D, parametrul familiei fiind variabila parametrică T (figura 6.2).

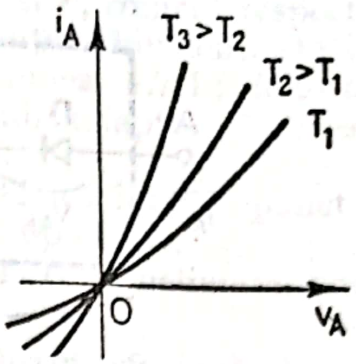


Fig. 6.2. Familie de caracteristici statice ale unei diode semiconductoare redresoare.

Exemplul 6.3. În figura 6.3, *a* este reprezentat un circuit cu tranzistor bipolar privit ca o componentă D (uniport) între colector și emitor. Relația caracteristică statică are forma

$$E(v_{CE},\ i_C,\ i_B) = 0,$$

unde curentul de bază i_B este variabila parametrică, de data aceasta de natură electrică.

Pentru o valoare constantă dată curentului i_B se obține ecuația unei caracteristici statice a tranzistorului privit ca uniport, de forma $i_C = i_C(v_{CE})|_{i_B=\text{const}}$. În figura 6.3, *b* este dată o familie de asemenea caracteristici pentru domeniul $v_{CE} > 0$.

Fie un set dat de valori ale variabilelor parametrice și caracteristica statică corespunzătoare a D. Evident, coordonatele oricărui punct al caracteristicii definesc un regim static de funcționare posibilă a D. Orice punct care aparține caracteristicii statice a D este numit *punct static de funcționare posibilă* a D.

Este numit *punct static de funcționare* (prescurtat PSF) a *D* punctul caracteristicii statice corespunzător regimului static efectiv realizat de componenta D considerată. Notăm acest punct cu litera *Q*, inițiala cuvîntului englezesc *quiescent* — liniștit, în repaus. Notăm cu V_A și I_A respectiv abscisa și ordonata punctului *Q*.

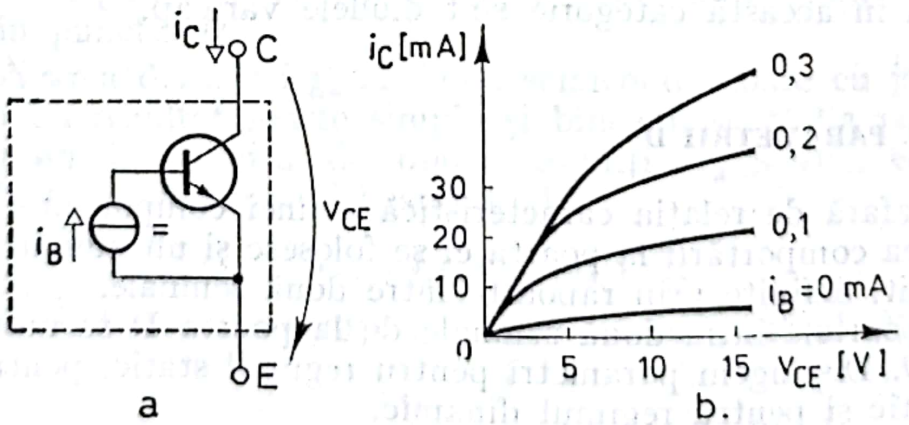


Fig. 6.3. Exemplu de circuit cu tranzistor privit ca o componentă D: *a* — schema de principiu; *b* — o familie de caracteristici avînd curentul i_B ca parametru.

Scanned with OKEN Scanner

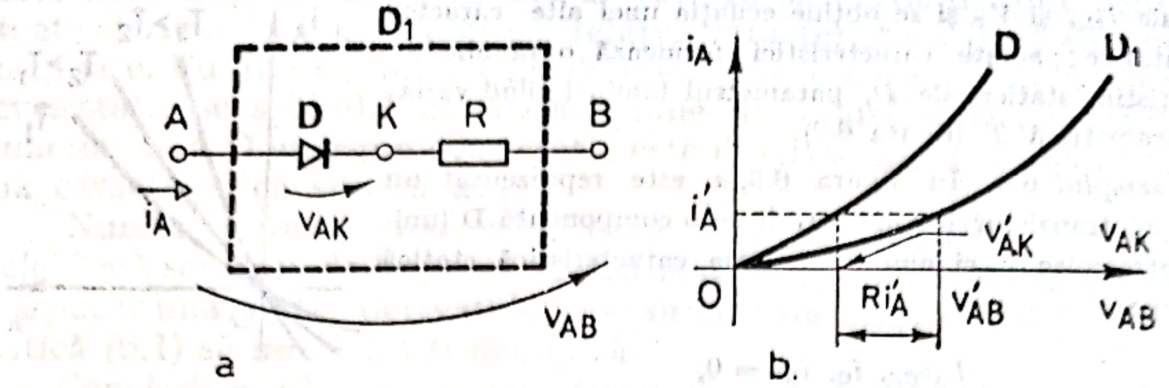


Fig. 6.4. Uniport D_1 compus prin înserierea unei componente D cu o rezistență R; *a* — schema de principiu; *b* — caracteristicile statice ale D și D_1.

Observație. Să considerăm uniportul D_1 cu poarta AB, compus prin înserierea unei componente D cu o rezistență R (figura 6.4, *a*). Folosind caracteristica statică a D (curba D, raportată la sistemul ortogonal $v_{AK}Oi_A$, din figura 6.4, *b*) și TKV,

$$v_{AB} = v_{AK} + Ri_A,$$

putem construi caracteristica statică a uniportului compus D_1 (curba D_1, raportată la sistemul ortogonal $v_{AB}Oi_A$, din figura 6.4, *b*). În unele lucrări (de pildă [4]), această ultimă curbă este numită în mod greșit caracteristica dinamică a componentei D (a se vedea [5] pentru o discuție mai amănunțită).

În continuarea capitolului de față ne referim la componentele D ale căror aplicații principale se bazează pe proprietățile caracteristicii lor statice. Astfel de exemple sînt diodele semiconductoare redresoare, diodele Zener, diodele cu vid etc. Exemple tipice care nu intră în această categorie sînt diodele varicap.

6.1.3. PARAMETRII D

În afară de relația caracteristică a unei componente D, pentru descrierea comportării la poarta ei se folosesc și un număr de mărimi de circuit, definite prin rapoarte între două semnale.

Rapoartele între două semnale de la poarta D se numesc *parametrii D*. Distingem parametri pentru regimul static, pentru regimul cvasistatic și pentru regimul dinamic.

1° *Parametrii pentru regimul static.* Rapoartele între valorile statice a două semnale de la poarta D se numesc *parametrii statici ai D*. Aceștia sînt *conductanța statică* $g_A =: I_A/V_A$ și inversa ei, *rezis-*

tența statică r_A. Din definiție se constată că g_A și r_A coincid respectiv cu conductanța echivalentă statică G_{ECV} și rezistența echivalentă statică R_{ECV} ale unui uniport general, definite în secțiunea 1.7.1; folosirea notației cu simbol mic pentru parametrii D indică faptul că D este o componentă electronică (cf. secțiunea 1.10.2).

Ca interpretare geometrică, conductanța statică într-un punct Q al caracteristicii statice a D reprezintă panta dreptei OQ.

Caracteristicile statice ale componentelor D fiind neliniare, parametrii statici ai D depind de punctul Q.

2° *Parametrii pentru regimul cvasistatic.* Distingem două clase de astfel de parametri: pentru regimul cvasistatic de semnal mare și pentru regimul cvasistatic de semnal mic.

Rapoartele între variațiile cvasistatice de semnal mare a două semnale de la poarta D sînt numite *parametri cvasistatici de semnal mare*. Ei nu au notații specifice și nu sînt folosiți în practică. În cazul componentelor cu caracteristici statice aproape liniare (deci apropiate de o dreaptă prin origine), cu rol de parametri cvasistatici de semnal mare se folosesc parametrii statici (care sînt relativ constanți în acest caz).

Rapoartele între variațiile cvasistatice de semnal mic a două semnale de la poarta D sînt numite *parametri cvasistatici de semnal mic*. În practică, în locul lor sînt folosiți alți parametri, definiți mai riguros, așa cum se arată în continuare.

Numim *parametri diferențiali* ai D rapoartele între diferențialele a două semnale de la poarta sa, considerate în regim cvasistatic. Aceștia sînt *conductanța diferențială* $g_a = : \mathrm{d}i_A/\mathrm{d}v_A$ și inversa ei, *rezistența diferențială* r_a. Prin definiție, g_a este deci *derivata funcției caracteristice statice* a D; ca interpretare geometrică, g_a determinată într-un punct Q al caracteristicii statice reprezintă *panta caracteristicii statice* în punctul Q.

Aplicarea definiției g_a la dioda semiconductoare cu joncțiune pn duce la un rezultat foarte simplu și binecunoscut. La polarizare directă fiind îndeplinită de obicei condiția $v_A > 4V_T$, ecuația (6.4) se poate scrie cu erori mici (sub 1%)

$$i_A = I_{bloc} \exp (v_A/V_T). \qquad (6.4')$$

Rezultă pentru conductanța g_a, calculată în punctul $Q(V_A, I_A)$,

$$g_a = I_A/V_T.$$

La temperatura ambiantă

$$g_a[\mathrm{mS}] = 40\, I_A[\mathrm{mA}] \qquad (6.6)$$

Scanned with OKEN Scanner

Din definiţie se constată că g_a şi r_a coincid respectiv cu conductanţa echivalentă diferenţială G_{ec} şi rezistenţa echivalentă diferenţială R_{ec} ale unui uniport general, definite în secţiunea 1.7.1.

Caracteristicile statice ale componentelor D fiind neliniare, parametrii diferenţiali ai D depind în general de punctul în care sînt determinaţi. În cazul cînd caracteristica unei componente D are o porţiune rectilinie, parametrii diferenţiali sînt constanţi pe acea porţiune.

3° *Parametrii pentru regimul dinamic.* În acest regim se folosesc numai parametri de semnal mic, iar definirea lor se face pentru variaţii alternative sinusoidale ale semnalelor, cu ajutorul reprezentării simbolice în complex. Se numesc *parametri dinamici de semnal mic* ai D rapoartele între valorile eficace complexe ale variaţiilor a două semnale de la poarta D. Aceşti parametri sînt mărimi complexe şi reprezintă o generalizare a parametrilor cvasistatici de semnal mic (care sînt mărimi reale).

Observaţie. Semnele parametrilor de orice fel ai D sînt determinate pe de o parte de proprietăţile D, iar pe de altă parte de convenţia de asociere a sensurilor pozitive ale tensiunii şi curentului la poarta D. În cazul că nu se precizează altfel, parametrii se consideră definiţi folosind convenţia de asociere de la circuitele receptoare.

6.1.4. MODELE ELECTRICE ALE D (SCHEME ECHIVALENTE)

În studiul circuitelor cu D înţelegem prin model al unei componente D orice descriere a comportării sale electrice la poarta prin care se conectează într-un circuit.

Numim *model matematic* o descriere matematică a comportării D la poarta sa (prin ecuaţii, funcţii, tabele, grafice, grafe etc.).

Numim *model electric* sau *schemă echivalentă* schema unui uniport echivalent la poarta sa cu D.

În continuare, prin model, fără altă precizare, vom înţelege model electric.

Proprietatea fundamentală a componentelor D este neliniaritatea. Datorită ei, circuitele cu D sînt neliniare, fapt care nu permite analiza lor cu ajutorul metodelor simple şi bine elaborate din cadrul teoriei circuitelor electrice liniare. Pentru analiza circuitelor cu D se folosesc mai frecvent două categorii de metode. O categorie cuprinde metodele grafo-analitice, care se bazează pe caracteristica statică reală a D. Cealaltă categorie cuprinde metodele schemelor echivalente, care liniarizează pe porţiuni caracteristica statică a D. Pentru fiecare

Scanned with OKEN Scanner

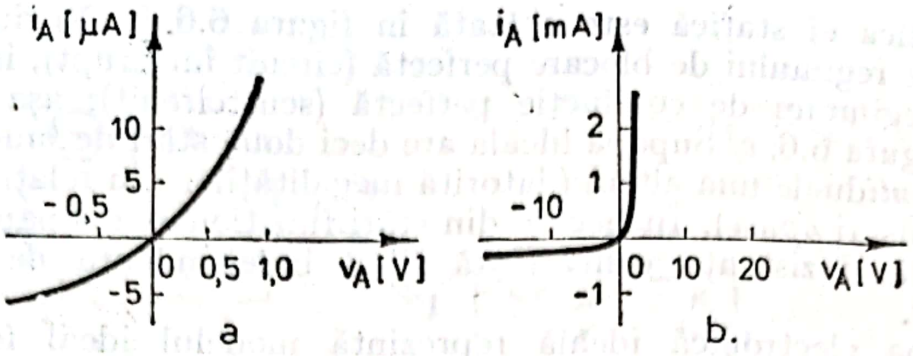


Fig. 6.5. Caracteristica statică a unei D semiconductoare reprezentată: *a* — la scări mari; *b* — la scări mici.

porțiune liniară corespunde o schemă echivalentă liniară, care poate fi analizată cu ajutorul teoriei circuitelor electrice liniare. În cele ce urmează prezentăm cîteva modele liniare pe porțiuni.

1° *Supapa electronică ideală.* Proprietatea fundamentală de neliniaritate a unei componente D poate fi privită ca fiind, în esență, o proprietate de conducție unilaterală. Astfel, în figurile 6.5, *a* și *b* este reprezentată la scări mari, respectiv mici, caracteristica statică a unei diode semiconductoare. Ultima reprezentare corespunde situației în care valorile care prezintă interes pentru curentul din circuitul de utilizare sînt foarte mari față de curentul invers prin D, iar cele ce prezintă interes pentru tensiune sînt foarte mari față de căderea de tensiune directă pe D. La limită, cele două ramuri ale caracteristicii ultime se confundă cu semiaxele respective ale reperului cartezian.

Numim *supapă electronică ideală*, pe scurt *supapă ideală*, o componentă D' reprezentată prin simbolul grafic din figura 6.6, *a*, avînd poarta $A'K'$ (A' — anod, K' — catod) și descrisă prin funcția caracteristică statică liniară pe porțiuni

$$i_{A'} = 0 \quad \forall v_{A'} \leqslant 0 \qquad (6.7, a)$$

$$v_{A'} = 0 \quad \forall i_{A'} > 0 \qquad (6.7, b)$$

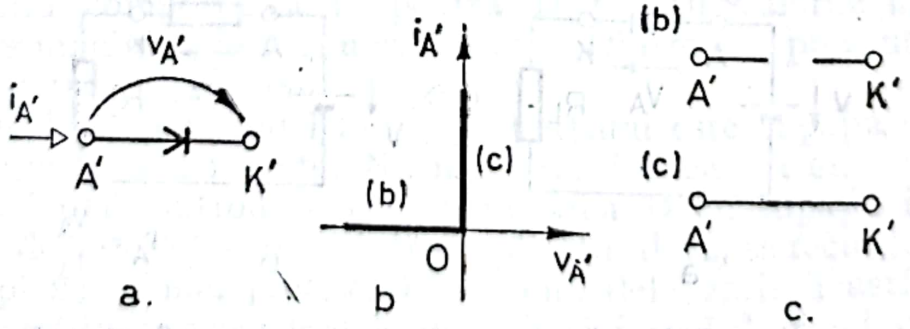


Fig. 6.6. Supapa electronică ideală; *a* — simbolul grafic; *b* — caracteristica statică; *c* — cele două stări posibile.

Scanned with OKEN Scanner

Caracteristica ei statică este arătată în figura 6.6, *b*. Regiunea (*b*) corespunde regimului de blocare perfectă (circuit întrerupt), iar regiunea (c), regimului de conducţie perfectă (scurtcircuit), aşa cum se arată în figura 6.6, *c*. Supapa ideală are deci două stări de funcţionare, care sînt *anti*duale una alteia (datorită inegalităţilor din relaţiile (6.7), care au sensuri *opuse*). În fiecare din stări funcţionarea supapei ideale este liniară, rezistenţa echivalentă fiind independentă de valorile semnalelor.

Supapa electronică ideală reprezintă modelul ideal folosit la modelarea liniarizată pe porţiuni a componentelor neliniare.

2° *Model pentru regimul static.* Direct din definiţia parametrilor statici ai D rezultă că o componentă D, aflată într-un anumit PSF, poate fi înlocuită prin rezistenţa ei statică corespunzătoare acelui PSF. Evident, pentru un alt regim static valoarea rezistenţei statice este diferită. În figura 6.7 este arătat un exemplu de modelare pentru regimul static.

3° *Modele pentru regimul cvasistatic.* Deosebim două categorii principale de astfel de modele ; o categorie este valabilă pentru semnal mic, cealaltă este valabilă pentru semnal mare.

Pentru *variaţii* mici ale semnalelor în jurul valorilor statice corespunzătoare unui PSF dat, caracteristica statică poate fi aproximată prin tangenta geometrică dusă în punctul considerat ; ca urmare, componenta D poate fi modelată prin rezistenţa ei diferenţială corespunzătoare PSF dat. Acest model este valabil pentru variaţii mici de semnal, în regim cvasistatic, şi este liniar (rezistenţa diferenţială este determinată de PSF dat şi nu depinde de valorile variaţiilor) ; îl numim *model diferenţial liniar*. Funcţionarea lui este descrisă de ecuaţia

$$i_a = g_a v_a, \qquad (6.8)$$

unde i_a şi v_a reprezintă variaţiile mici cvasistatice ale semnalelor.

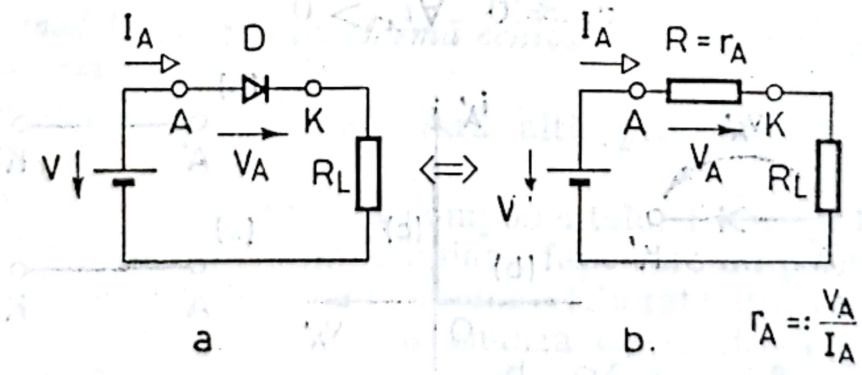


Fig. 6.7. Modelarea D pentru regimul static : *a* — schemă cu D ; *b* — schema echivalentă, în care D este modelată prin rezistenţa ei statică r_A.

Scanned with OKEN Scanner

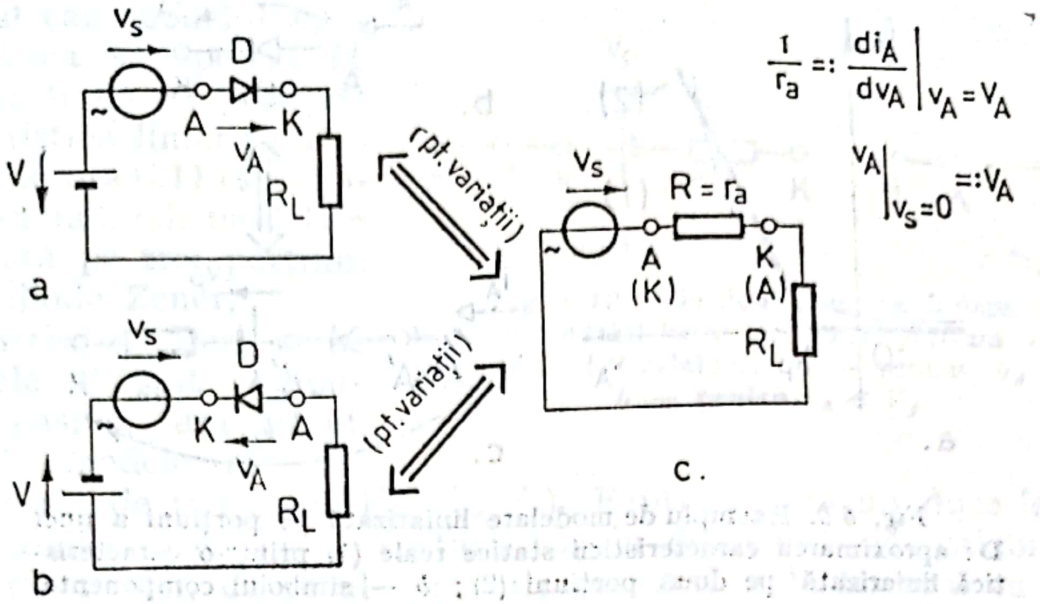


Fig. 6.8. Folosirea modelului diferențial liniar al D: *a*, *b* — scheme de principiu cu D; *c* — schema echivalentă cu ambele scheme de principiu, pentru variații mici de semnal.

În figura 6.8 este ilustrată folosirea modelului diferențial liniar al unei componente D. Observăm că modelul este invariant față de bornele D, adică față de orientarea D în circuit (cu condiția evidentă ca PSF al D să fie același).

Modelul diferențial liniar poate fi folosit și pentru variații cvasistatice relativ mari ale semnalelor (care nu îndeplinesc condiția de semnal mic — vezi secțiunea precedentă), dacă se dorește obținerea rapidă a unor rezultate de primă aproximație.

În cazurile în care semnalele la poarta D variază într-un domeniu de valori comparabil cu întregul domeniu de lucru al componentei considerate, se utilizează, de regulă, modele de semnal mare.

Numim *modele de semnal mare pentru regimul cvasistatic* modelele care descriu comportarea la poarta D pentru valorile instantanee *totale* ale semnalului, în regim cvasistatic. Dintre ele, prezentăm cîteva modele *liniare pe porțiuni*.

Cel mai simplu model liniar pe porțiuni este supapa electronică ideală, descrisă mai înainte. Nu mai revenim asupra ei.

Dacă erorile introduse prin modelarea D cu supapa ideală sînt mai mari decît cele permise într-o aplicație dată, se recurge la modele mai complexe și mai precise. Dacă semnalele variază astfel încît D lucrează atît în regimul de blocare, cît și în cel de conducție, aceste modele conțin una sau mai multe supape ideale. Un exemplu de liniarizare mai exactă pe porțiuni a caracteristicii statice, împreună cu

Scanned with OKEN Scanner

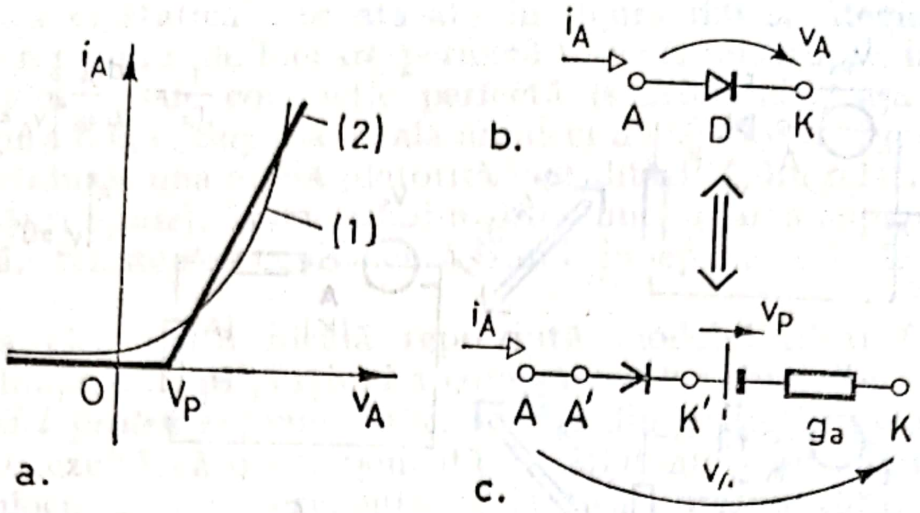


Fig. 6.9. Exemplu de modelare liniarizată pe porțiuni a unei D: aproximarea caracteristicii statice reale (1) printr-o caracteristică liniarizată pe două porțiuni (2); *b* — simbolul componentei reale; *c* — modelul.

modelul corespunzător al D, sînt arătate în figura 6.9. Modelul matematic corespunzător este dat de ecuațiile

$$i_A = g_a v_A - g_a V_P \quad \forall v_A \geq V_P \qquad (6.9, a)$$

$$i_A = 0 \quad \forall v_A < V_P. \qquad (6.9, b)$$

Mărimea V_P se numește *tensiune de prag* a D, iar valorile ei tipice se află în domeniul 0,2 ... 0,4 V pentru diodele de germaniu și în domeniul 0,5 ... 0,7 V pentru cele de siliciu. Mărimea g_a este conductanța diferențială a D într-un punct mijlociu din domeniul de conducție luat în considerare.

Dacă se admite ipoteza $g_a \to \infty$, ecuația (6.9, *a*) se înlocuiește cu ecuația

$$v_A = V_P \quad \forall i_A > 0, \qquad (6.10)$$

iar g_a se înlocuiește cu un scurtcircuit în modelul din figura 6.9, *c*. Ecuația (6.9, *b*) rămîne valabilă.

Ținînd seama de cele două stări posibile ale supapei ideale (figura 6.6, *c*), modelul liniar pe două porțiuni din figura 6.9, *c* poate fi înlocuit prin două modele liniare (figura 6.10), valabile însă fiecare pentru una din stările supapei. În modelul din figura 6.10, *b* am înlocuit printr-un scurtcircuit sursa V_P înseriată cu conductanța g_a, deoarece se obține o schemă mai simplă, care are aceeași comportare la poarta *AK*.

Erori și mai mici se obțin dacă se aproximează caracteristica statică reală printr-o caracteristică cu mai mult de două porțiuni liniare.

Scanned with OKEN Scanner

În acest caz modelul conține atîtea supape ideale cîte puncte de frîngere are caracteristica liniarizată.

În figura 6.11 este arătat un exemplu de modelare liniarizată pe trei porțiuni a unei diode Zener.

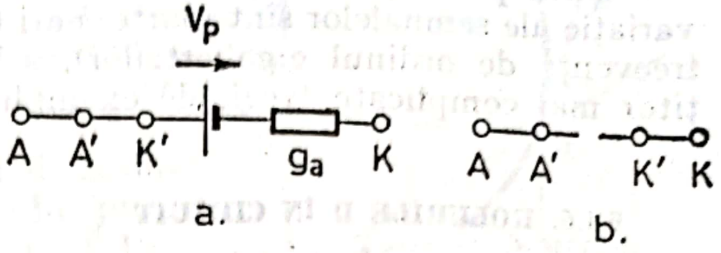


Fig. 6.10. Cele două modele liniare echivalente cu modelul liniar pe două porțiuni din figura 6.9, *b*, valabile: *a* — pentru $v_A \geq V_F$; *b* — pentru $v_A < V_F$.

Observație. Deși componentele D sînt componente pasive, am văzut că unele modele ale lor conțin surse de tensiune (V_P, V_Z, V_F). Faptul acesta nu duce la nici o contradicție, deoarece se constată că, în domeniul de valabilitate al fiecărui model, curentul prin oricare sursă este fie egal cu zero, fie orientat astfel încît sursa lucrează în regim de consumator.

4° *Modele pentru regimul dinamic.* În acest regim apar efectele numite dinamice; în cazul cel mai simplu ele se reduc la efecte capacitive.

Ca și în regim cvasistatic, se utilizează modele diferite pentru regimul dinamic de semnal mare și pentru cel de semnal mic. De exemplu, pentru o diodă semiconductoare cu joncțiune *pn* polarizată invers, cel mai simplu model dinamic de semnal mic este o capacitate, capacitatea de barieră a joncțiunii. Ca și ceilalți parametri ai D, capacitatea de barieră depinde de PSF ales, deci de valoarea tensiunii inverse aplicate. Pe această proprietate se bazează diodele numite varicap, folosite pentru acordarea electrică a circuitelor rezonante [7].

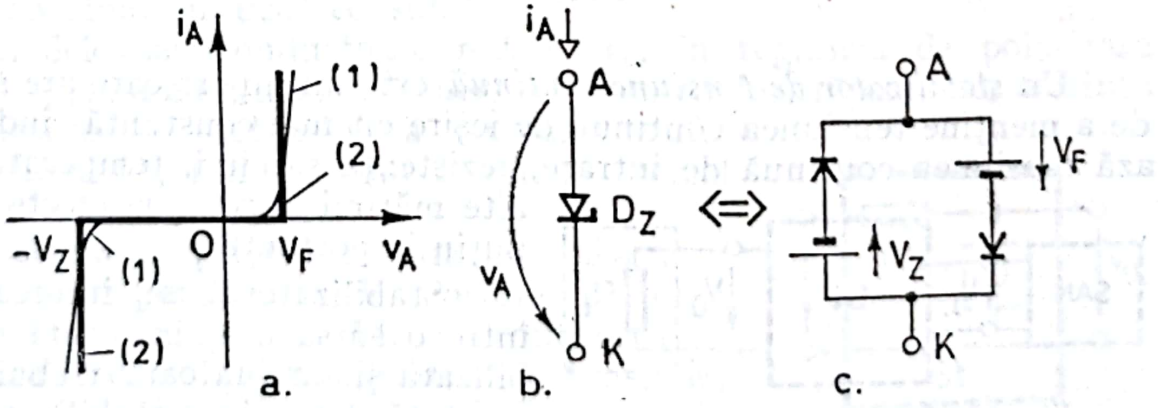


Fig. 6.11. Exemplu de modelare liniarizată pe porțiuni a unei diode Zener DZ: *a* — aproximarea caracteristicii statice reale (1) printr-o caracteristică liniarizată pe trei porțiuni (2); *b* — simbolul componentei reale; *c* — modelul.

Dacă pretențiile de precizie sînt foarte severe și/sau vitezele de variație ale semnalelor sînt foarte mari (în cazul variațiilor sinusoidale, frecvențe de ordinul gigahertzilor), schemele echivalente devin simțitor mai complicate (vezi, de exemplu, [8]).

6.1.5. ROLURILE D ÎN CIRCUIT

În funcție de proprietățile fizice ale diferitelor tipuri de componente D, pe de o parte, și de circuitul și modul în care sînt utilizate D, pe de altă parte, rolurile care le pot reveni componentelor D în circuit sînt numeroase și variate. Dintre ele menționăm:

— stabilizator de tensiune continuă;
— sursă necomandată pentru variații;
— supapă electronică automată;
— transformator funcțional;
— capacitate comandată electric;
— traductor termoelectric;
— traductor fotoelectric;
— traductor electro-optic.

Următoarele trei paragrafe prezintă exemple de circuite în care D joacă respectiv rol de stabilizator de tensiune continuă, de sursă necomandată pentru variații și de supapă electronică automată.

Toate aceste roluri pot fi definite cu ajutorul caracteristicii statice a D.

6.2. STABILIZATOARE PARAMETRICE DE TENSIUNE CONTINUĂ

Un *stabilizator de tensiune continuă* este un diport care are scopul de a menține tensiunea continuă de ieșire cît mai constantă cînd variază tensiunea continuă de intrare, rezistența sarcinii, temperatura și alte mărimi care au efecte mai puțin importante.

Fig. 6.12. Schema de utilizare a unui stabilizator: SAN — sursă de alimentare nestabilizată; St — stabilizator; R_L — rezistența echivalentă a sarcinii.

Stabilizatorul se intercalează între o sursă de alimentare nestabilizată și sarcina care trebuie alimentată cu tensiune stabilizată, așa cum se arată în figura 6.12.

Un stabilizator se numește *parametric* dacă funcționarea lui se

Scanned with OKEN Scanner

bazează pe rolul de stabilizator al unei componente D. (Denumirea se datorește faptului că acest rol este consecința unei anumite relații între parametrii D, cum vom vedea mai jos.)

O componentă D are rol de stabilizator de tensiune continuă, în jurul unui anumit PSF (Q în figura 6.13), dacă la o variație raportată dată a curentului, în jurul acelui punct, variația raportată corespunzătoare a tensiunii este mai mică în modul:

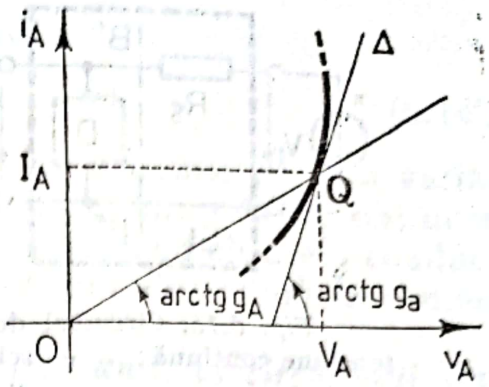


Fig. 6.13. Definirea rolului de stabilizator de tensiune continuă al unei componente D.

$$|v_a/V_A| < |i_a/I_A|. \qquad (6.11)$$

Ținînd seama că $g_A =: I_A/V_A$ și $g_a =: \mathrm{d}i_A/\mathrm{d}v_A \simeq i_a/v_a$, rezultă condiția echivalentă

$$g_a > g_A. \qquad (6.12)$$

Prin urmare, o componentă D are rol de stabilizator de tensiune în jurul unui anumit PSF dacă, în acel punct, conductanța ei diferențială este mai mare decît conductanța ei statică. Grafic aceasta înseamnă că tangenta geometrică dusă în punctul respectiv la caracteristica statică (dreapta Δ în figura 6.13) întîlnește întîi axa tensiunilor și apoi axa curenților.

Numim *factor relativ de stabilizare a tensiunii, al componentei D*, raportul dintre variația relativă a curentului la poarta sa și variația relativă a tensiunii. Din cele de mai sus rezultă că acest factor este egal cu raportul g_a/g_A dintre conductanța diferențială și cea statică ale D, determinat în PSF considerat.

Diodele semiconductoare redresoare, în regiunea de polarizare directă, și, mai ales, diodele Zener, în regiunea de străpungere, prezintă proprietatea de stabilizare a tensiunii continue. (Dealtfel, ultimele sînt fabricate special pentru această utilizare.)

Schema de principiu fundamentală a unui stabilizator parametric de tensiune continuă este arătată în figura 6.14. Ea conține componenta D cu rol de stabilizator de tensiune, legată în paralel cu poarta de ieșire, și o rezistență R_s, înseriată între intrare și componenta D. Datorită acestei rezistențe tensiunea de ieșire este diferită de cea de intrare

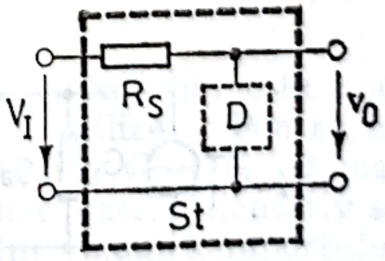


Fig. 6.14. Schema de principiu fundamentală a unui stabilizator parametric de tensiune continuă.

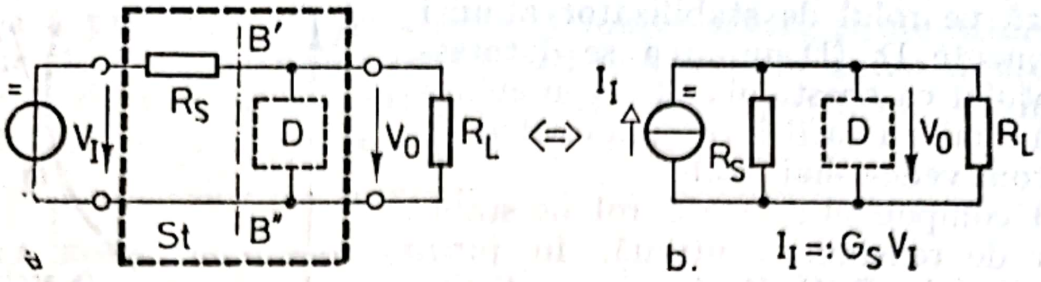


Fig. 6.15. Circuitul de utilizare a unui stabilizator parametric de tensiune continuă: *a* — schema de principiu; *b* — schema transfigurată cu teorema lui Norton.

și poate fi menținută constantă cînd variază tensiunea de intrare. (R_s preia variațiile tensiunii de intrare.)

Performanțele stabilizatorului depind atît de proprietățile componentelor care îl alcătuiesc cît și de încărcările la cele două porți; de aceea, pentru analiza lor folosim circuitul complet din figura 6.15, *a*. În scopul obținerii unor expresii mai simple, aplicăm teorema lui Norton uniportului de la stînga liniei $B'B''$, obținînd o schemă cu toate componentele legate în paralel (figura 6.15, *b*). Am notat aici

$$I_I =: G_s V_I. \tag{6.13}$$

Cu ajutorul acestei scheme determinăm două mărimi caracteristice ale stabilizatorului, conductanța diferențială de ieșire și factorul relativ de stabilizare a tensiunii.

Pentru determinarea conductanței diferențiale de ieșire G_o folosim schema echivalentă pentru variații, care se obține înlocuind componenta D prin modelul ei diferențial liniar, reprezentat de conductanța diferențială g_a (figura 6.16, *a*). Expresia conductanței G_o, văzută de sarcina G_L, rezultă imediat:

$$G_o = G_s + g_a. \tag{6.14}$$

În practică este îndeplinită de obicei condiția

$$G_s << g_a, \tag{6.15}$$

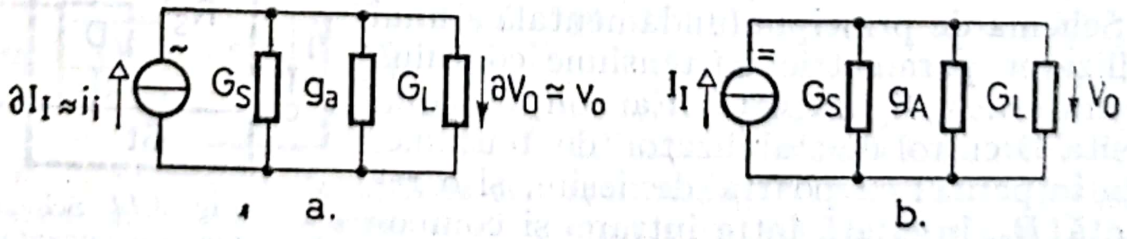


Fig. 6.16. Scheme echivalente ale circuitului din figura 6.15, *b*; *a* — pentru regimul cvasistatic de semnal mic; *b* — pentru regimul static.

astfel că se poate folosi relaţia aproximativă

$$G_o \simeq g_a. \tag{6.14'}$$

Stabilizatorul de tensiune are performanţe cu atît mai bune la variaţiile sarcinii cu cît conductanţa G_o este mai mare ; din relaţiile obţinute decurge că o componentă D este cu atît mai bună cu cît are o conductanţă diferenţială mai mare. Valorile tipice sînt de ordinul zecimilor de siemens (r_a de ordinul zece ohmi).

Numim *factor relativ de stabilizare a tensiunii, al circuitului stabilizator*, raportul F_v dintre variaţia relativă a tensiunii de intrare şi variaţia relativă a tensiunii de ieşire :

$$F_v = : \frac{\partial V_I/V_I}{\partial V_O/V_O} \simeq \frac{v_i/V_I}{v_o/V_O}. \tag{6.16}$$

Pentru a determina expresia lui în funcţie de elementele circuitului din figura 6.15, *b*, avem nevoie de schema echivalentă pentru variaţii (schema echivalentă pentru regimul cvasistatic de semnal mic) şi de schema echivalentă pentru regimul static arătate respectiv în figurile 6.16, *a* şi *b*. (Ultima se obţine prin înlocuirea componentei D cu modelul pentru regimul static, reprezentat de conductanţa ei statică g_A.)

Pentru prima dintre aceste scheme este valabilă relaţia

$$\partial V_o = \partial I_I/(G_S + G_L + g_a),$$

iar pentru a doua

$$V_o = I_I/(G_S + G_L + g_A).$$

Dacă înlocuim pe I_I conform relaţiei (6.13) şi pe ∂I_I cu expresia dedusă prin diferenţierea aceleiaşi relaţii, iar apoi substituim în definiţia (6.16) formulele obţinute, rezultă

$$F_v = \frac{G_S + G_L + g_a}{G_S + G_L + g_A}. \tag{6.17}$$

Factorul relativ de stabilizare a tensiunii, al circuitului, este mai mic decît factorul relativ g_a/g_A al componentei D utilizate. Pentru ca F_v să fie cît mai mare, trebuie utilizate conductanţe G_S şi G_L cît mai mici şi o componentă D cu un factor g_a/g_A cît mai mare. Orientativ se poate considera că F_v este egal cu jumătate din valoarea raportului g_a/g_A.

În practică este îndeplinită de obicei condiţia

$$G_S + G_L << g_a, \tag{6.18}$$

Scanned with OKEN Scanner

astfel că se poate folosi relația aproximativă

$$F_v \simeq g_a/(G_s + G_L + g_A). \qquad (6.17')$$

Dintre aplicațiile stabilizatoarelor parametrice de tensiune continuă amintim: alimentarea cu tensiune continuă stabilizată a unor sarcini care nu cer performanțe ridicate, furnizarea tensiunii de referință pentru stabilizatoarele cu reacție negativă și denivelarea tensiunii continue între două puncte ale unui circuit. Componenta D este de obicei o diodă Zener, dar pentru denivelarea tensiunii se folosesc frecvent mai multe diode semiconductoare redresoare înseriate.

Un exemplu de circuit folosit pentru alimentarea cu tensiune continuă stabilizată a unei sarcini nepretențioase este arătat în figura 6.17. Dioda Zener românească DZ 7V5, folosită în acest circuit, are r_a maxim garantat în catalog egal cu 10 ohmi [9]. Pentru această valoare și pentru datele din schemă, formulele (6.14) și (6.17) dau respectiv $R_o \simeq 8$ ohmi și $F_v = 2{,}6$.

Un exemplu de circuit care furnizează tensiunea de referință pentru un stabilizator cu RN este arătat în figura 6.18. El este format din rezistența R_s și dioda Zener D de tip PL12Z. Tensiunea de referință, culeasă de pe D, se aplică între baza tranzistorului și borna inferioară a circuitului.

În aplicațiile de felul celor dinainte, componenta D nu este întotdeauna un dispozitiv electronic, ci poate fi un circuit integrat complex, constînd dintr-un număr oarecare de tranzistoare, diode Zener și rezistențe. Așa este circuitul integrat monolitic TAA 550, destinat utilizării în stabilizatoarele parametrice de tensiune continuă fixă ale circuitelor de foarte înaltă frecvență și ultra înaltă frecvență din aparatura de radio și de televiziune. În lucrarea [10] se dă schema de utilizare a lui în alimentatorul televizorului staționar cu circuite integrate TV 2 CI, TV5—6CI—ELECTRONICA; aici el servește atît la alimentarea cu tensiune stabilizată a diodelor varicap din selectoarele de

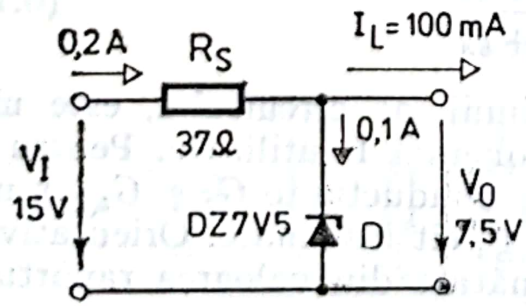


Fig. 6.17. Exemplu de stabilizator parametric de tensiune folosit pentru alimentarea unei sarcini nepretențioase.

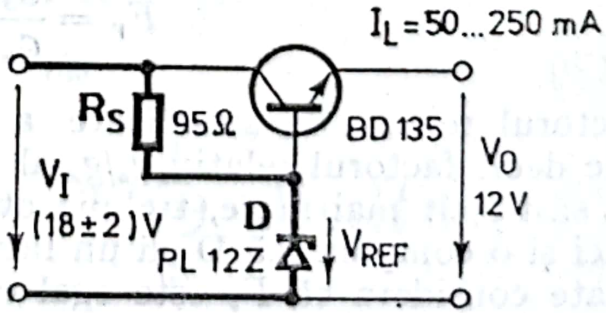


Fig. 6.18. Exemplu de stabilizator parametric folosit pentru furnizarea tensiunii de referință necesară unui stabilizator cu RN.

Scanned with OKEN Scanner

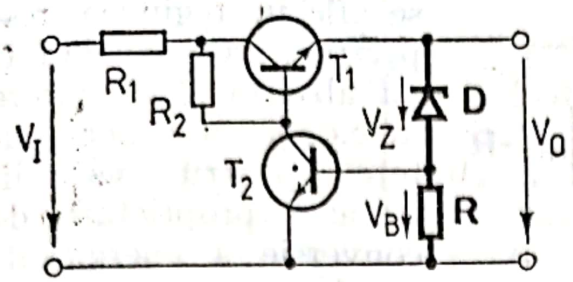


Fig. 6.19. Exemplu de stabilizator parametric folosit pentru denivelarea tensiunii continue.

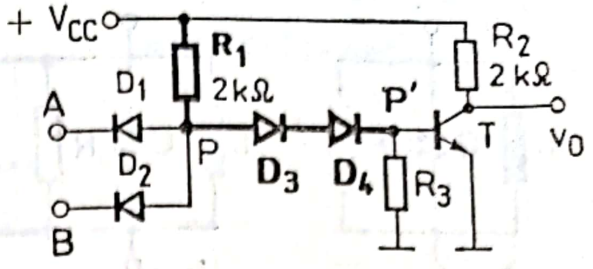


Fig. 6.20. Alt exemplu de stabilizator parametric folosit pentru denivelarea tensiunii continue.

canale cît și la furnizarea tensiunii de referință pentru alimentatorul general al televizorului. Circuitul TAA 550 are $r_a \simeq 10\ \Omega$ și raportul $g_a/g_A = 600$. (Diodele Zener au g_a/g_A de ordinul zecilor.)

Un exemplu de circuit pentru denivelarea tensiunii continue este arătat în figura 6.19. El este format din dioda Zener D și rezistența R. (Schema întreagă reprezintă un stabilizator de tensiune continuă cu RN, avînd tensiunea de intrare V_I și tensiunea de ieșire V_o.) Tensiunea V_B necesară polarizării bazei tranzistorului T_2 este mai mică decît tensiunea de ieșire V_o, diferența dintre ele fiind preluată de dioda Zener D. În schimb, tensiunea V_z fiind stabilizată, variația tensiunii V_o apare practic în întregime pe rezistența R, deci între baza și emitorul lui T_2. Aceasta duce la îmbunătățirea performanțelor stabilizatorului cu RN, față de cazul că în locul diodei ar fi utilizată o rezistență.

Un alt exemplu de circuit pentru denivelarea tensiunii continue este arătat în figura 6.20. El este alcătuit din rezistența R_1 și diodele de siliciu D_3 și D_4. În conducție normală, căderea de tensiune pe o diodă de siliciu este de aproximativ 0,7 V; ca urmare, în situația în care aceste două diode conduc, potențialul punctului P este cu $2 \cdot 0{,}7 = 1{,}4$ V mai înalt decît potențialul punctului P'. (Schema întreagă reprezintă poarta logică fundamentală SI—NU din familia circuitelor logice DTL cu diode și tranzistoare [11].)

6.3. OSCILATOARE CU REZISTENȚĂ NEGATIVĂ

Oscilatoarele numite cu rezistență negativă folosesc pentru generarea oscilațiilor întreținute o componentă D a cărei caracteristică statică prezintă o regiune de pantă negativă, adică o regiune în care rezistența diferențială este negativă. În aceeași regiune, rezistența statică este însă pozitivă. Polarizînd componenta astfel încît PSF să

Scanned with OKEN Scanner

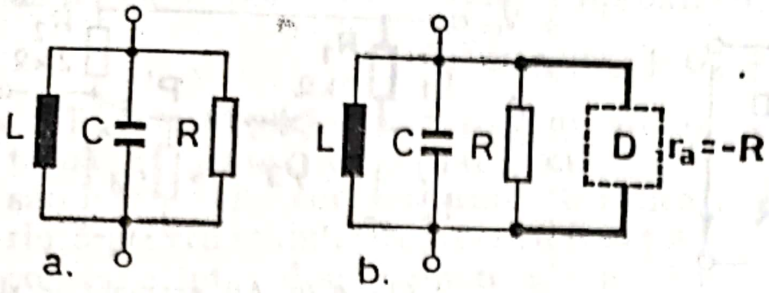


Fig. 6.21. Principiul de funcționare a oscilatoarelor cu rezistență negativă: *a* — circuit oscilant derivație, cu pierderi reprezentate prin rezistența R; *b* — compensarea pierderilor prin conectarea în paralel a unei componente D având $r_a = -R$.

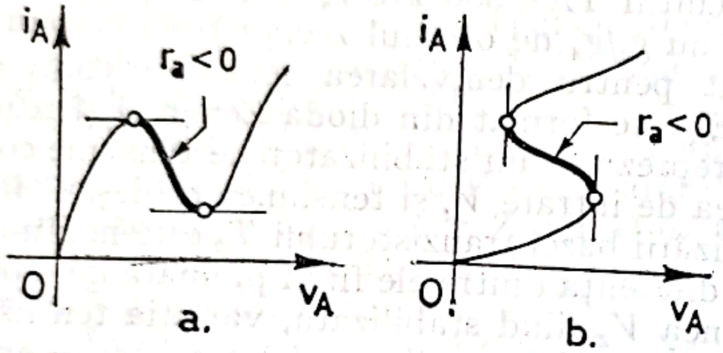


Fig. 6.22. Caracteristici statice cu rezistență diferențială negativă: *a* — caracteristică în N; *b* — caracteristică în S.

se afle în regiunea respectivă, componenta D va absorbi deci putere în c.c. și va genera putere pentru variații. Această proprietate de conversie a energiei de c.c. în energie de c.a se folosește la întreținerea oscilațiilor unui circuit rezonant.

Un circuit oscilant derivație poate fi reprezentat ca în figura 6.21, *a*, unde L este o inductanță fără pierderi, C este o capacitate fără pierderi, iar R reprezintă pierderile totale ale bobinei reale și condensatorului real care formează circuitul. Dacă $R \to \infty$ circuitul nu are pierderi și, dacă i se dă la un moment oarecare o energie din exterior, poate oscila neamortizat pe frecvența $f_o = 1/2\pi\sqrt{LC}$. În practică pierderile nu pot fi evitate și oscilațiile se amortizează. Dacă însă conectăm în paralel cu circuitul o componentă D (figura 6.21, *b*) care are o rezistență diferențială negativă de valoare

$$r_a = -R, \tag{6.19}$$

puterea pentru variații consumată de R este compensată de puterea generată de r_a, iar oscilațiile devin neamortizate.

Diodele cu rezistență diferențială negativă se împart în două clase, după forma caracteristicii statice:

1° diode cu caracteristică în N sau *comandată prin tensiune* (figura 6.22, *a*), de exemplu dioda tunel;

2° diode cu caracteristică în S sau *comandată prin curent* (figura 6.22, *b*), de exemplu dioda *pnpn*.

Așa cum se arată în lucrarea [12], o componentă cu caracteristica în N trebuie conectată în paralel pe circuitul oscilant, iar o componentă cu caracteristica în S trebuie înseriată în circuit.

Scanned with OKEN Scanner

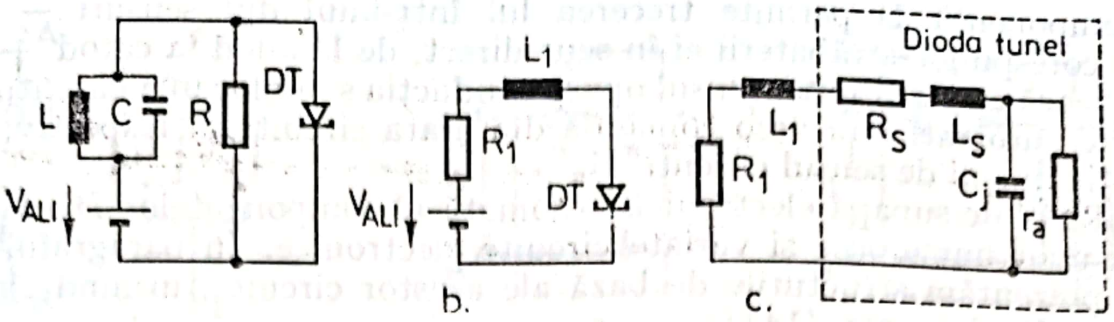


Fig. 6.23. Oscilatoare cu rezistenţă negativă realizate cu diodă tunel: *a* — schema de principiu a variantei *paralel*; *b* — schema de principiu a variantei *serie*; *c* — schema echivalentă pentru variaţii a variantei *serie*.

În figura 6.23, *a* este dată schema de principiu a oscilatorului *paralel* cu diodă tunel (DT). Aici R înglobează rezistenţa de sarcină şi pierderile în circuitul oscilant LC [13]. Schema diferă de cea din figura 6.21 numai prin prezenţa sursei de alimentare V_{ALI}.

Dioda tunel se foloseşte cu succes la realizarea oscilatoarelor pe frecvenţe foarte înalte (pînă la 10 GHz), unde alte dispozitive dau rezultate mai slabe sau nu funcţionează deloc. La aceste frecvenţe însă modelul pentru variaţii al diodei tunel nu se mai reduce la rezistenţa ei diferenţială (negativă, cînd este polarizată în regiunea de pantă negativă) ci cuprinde şi capacitatea joncţiunii (C_j), inductanţa parazită serie (L_s) şi rezistenţa parazită serie (R_s). (Ca exemplu de valori numerice indicăm: $r_a = -30\Omega$, $C_j = 20$ pF, $L_s = 5$ nH şi $R_s = 1\Omega$ [12].) Aşa se explică faptul că la frecvenţe foarte înalte este posibilă şi o variantă serie de oscilator cu diodă tunel, avînd schema de principiu din figura 6.23, *b*. Dacă examinăm schema echivalentă pentru variaţii a acestui oscilator (figura 6.23, *c* [12]), constatăm că, de fapt, rezistenţa diferenţială negativă r_a apare şi aici conectată în paralel pe circuitul acordat, cum este necesar la dispozitivele cu caracteristică statică în N; spre deosebire de cazurile anterioare, în exteriorul diodei tunel nu există un circuit oscilant complet, ci numai o inductanţă L_1, care formează circuitul oscilant împreună cu inductanţa L_s şi capacitatea C_j ale diodei.

6.4. CIRCUITE CU D CA SUPAPE AUTOMATE

Rolul de supapă electronică automată al unei componente D reflectă proprietatea ei de conducţie unilaterală a curentului electric. Montată într-un circuit în care curentul ar putea avea două sensuri,

Scanned with OKEN Scanner

o componentă D permite trecerea lui într-unul din sensuri — cel care corespunde străbaterii ei în sens direct, de la anod la catod — și blochează trecerea lui în sensul opus. Conducția sau blocarea curentului au loc automat, fără vreo comandă din afara circuitului respectiv, în funcție numai de sensul curentului.

Rolul de supapă electronică automată al componentelor D stă la baza unor numeroase și variate circuite electronice. În paragraful de față prezentăm structurile de bază ale acestor circuite, urmînd clasificarea din lucrarea [14]:

— circuite cu componente D și rezistențe (circuite „D—R"),
— circuite cu componente D și capacități (circuite „D—C").

Circuitele din ambele clase pot să conțină în plus una sau mai multe surse de polarizare (de regulă, surse de tensiune continuă).

Proprietățile funcționale ale unui circuit D—R nu depind de viteza de variație a semnalelor, atît timp cît diodele pot fi considerate în regim cvasistatic (ceea ce corespunde modului obișnuit de utilizare). Aceasta ne permite să studiem circuitele D—R în regim static, fapt care simplifică analiza lor.

În schimb, proprietățile de regim static ale circuitelor D—C nu au nici o semnificație în aplicații, fapt care impune studierea acestor circuite în regim variabil.

6.4.1. CIRCUITE D—R DIPORT

Un criteriu convenabil pentru subclasificarea circuitelor D—R este numărul de porți [14]; distingem astfel circuite uniport, diport și multiport. Întrucît circuitele D—R uniport prezintă mai degrabă un interes didactic, examinăm în secțiunea de față și cea următoare numai circuitele diport și multiport. În studiul lor ne limităm la determinarea proprietăților de transfer direct, omițînd problemele transferului invers, imitanței de intrare și imitanței de ieșire.

Esența rolului de supapă electronică automată este oglindită de funcționarea modelului pe care l-am numit supapă electronică ideală (vezi secțiunea 6.1.4). De aceea, pentru o mai bună înțelegere a proprietăților esențiale ale circuitelor care folosesc D ca supape automate, vom considera la început modele ideale de astfel de circuite, constînd din supape ideale, rezistențe și, eventual, surse de polarizare.

1° *Modele ideale.* Cele mai simple modele ideale ale circuitelor D—R diport conțin o supapă ideală D' și o rezistență R; aceste două elemente pot fi legate în serie sau în paralel (figura 6.24).

La configurația serie, bornele AB formează poarta de intrare a diportului, iar poarta de ieșire poate fi conectată fie în paralel cu R, fie

Scanned with OKEN Scanner

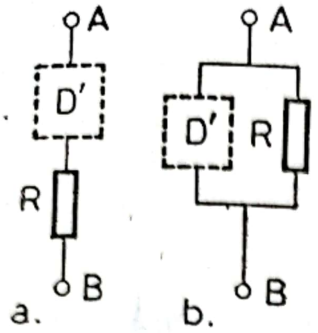


Fig. 6.24. Cele două moduri posibile de interconectare a unei supape ideale cu o rezistență: *a* — serie; *b* — paralel.

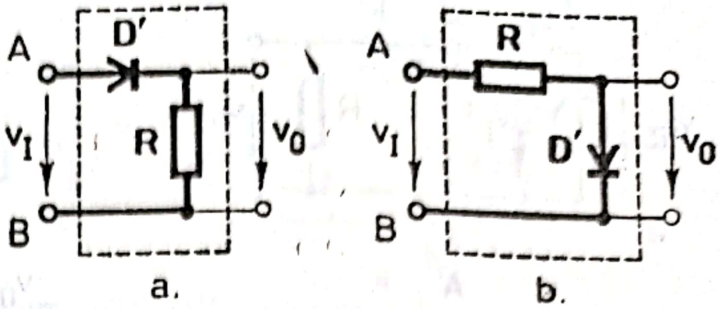


Fig. 6.25. Cei doi diporți de bază cu D' și R înseriate: *a* — cu ieșirea pe R; *b* — cu ieșirea pe D'.

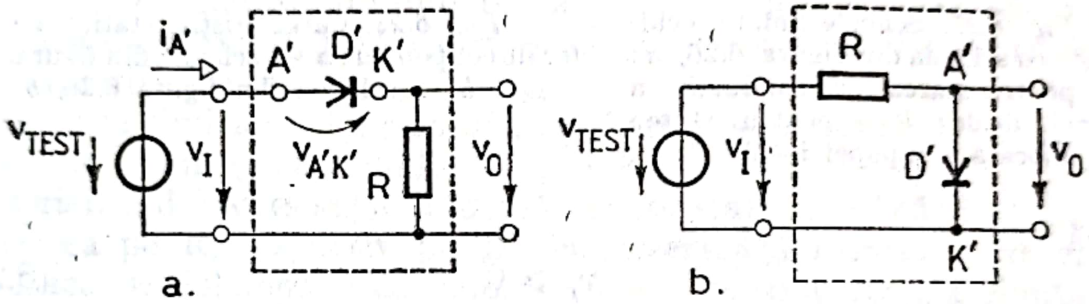


Fig. 6.26. Determinarea caracteristicilor statice de transfer direct ale diporților din figura 6.25.

în paralel cu D'. Se obțin doi diporți cu proprietăți diferite, avînd schemele din figura 6.25 (aici D' este orientată de la *A* spre *B*).

Să determinăm proprietățile de transfer direct sub forma *caracteristicii statice de transfer direct*. In acest scop aplicăm la intrare o sursă de tensiune continuă de test, pe care o presupunem reglabilă, și considerăm că ieșirea este lăsată în gol (figura 6.26).

Să analizăm întîi circuitul din figura 6.26, *a*. Supapa ideală fiind un model liniar pe două porțiuni, obținem două scheme echivalente liniare, cîte una pentru fiecare stare a supapei: schema din figura 6.27, *a*, pentru supapa în conducție, și schema din figura 6.27, *b*, pentru supapa blocată.

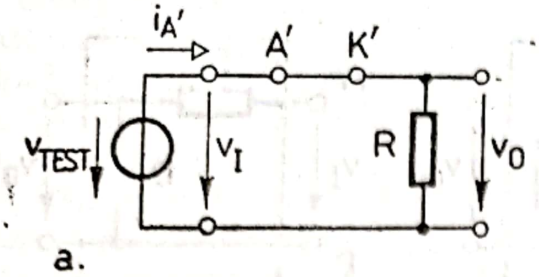
Din prima schemă rezultă

$$v_o = v_I, \qquad (6.20, a)$$

relație valabilă atît timp cît intensitatea $i_{A'}$ a curentului prin supapă este nenegativă:

$$i_{A'} = Gv_I \geqslant 0,$$

Scanned with OKEN Scanner



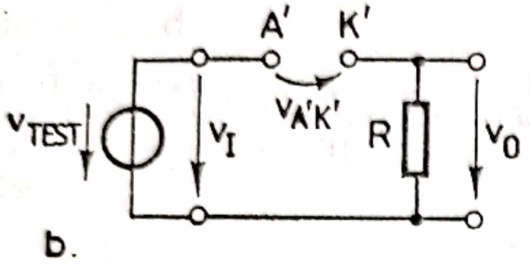


Fig. 6.27. Scheme liniare echivalente cu schema din figura 6.26, *a*: *a* — pentru starea de conducție a supapei ideale; *b* — pentru starea blocată a supapei ideale.

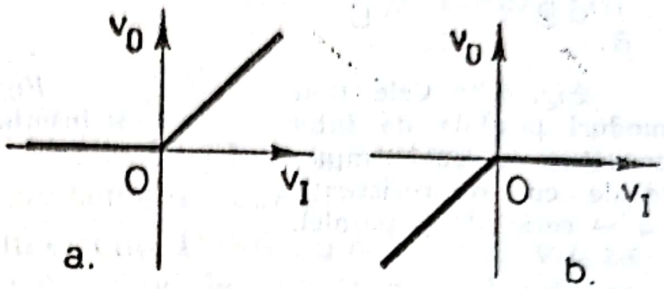


Fig. 6.28. Caracteristici statice de transfer direct pentru: *a* — schema din figura 6.26,*a*; *b* — schema din figura 6.26, *b*.

adică

$$v_I \geqslant 0. \qquad (6.20, b)$$

Din schema a doua rezultă

$$v_o = 0, \qquad (6.21, a)$$

relație valabilă pentru restul valorilor lui v_I:

$$v_I < 0. \qquad (6.21, b)$$

Așadar

$$v_o = \begin{cases} v_I & \forall v_I \geqslant 0 \\ 0 & \forall v_I < 0. \end{cases} \qquad (6.22)$$

Rezultatul obținut este reprezentat grafic în figura 6.28, *a*. El arată că circuitul examinat are proprietăți de limitare unilaterală, inferioară, a tensiunii de ieșire: $v_o \geqslant V_{oL}$, unde $V_{oL} = 0$. De îndată ce tensiunea de intrare scade sub valoarea de prag $V_p = 0$, tensiunea de ieșire se limitează la valoarea zero.

Analizînd în mod asemănător circuitul din figura 6.26, *b*, obținem caracteristica statică de transfer direct din figura 6.28, *b*. Acest circuit are tot proprietăți de limitare unilaterală, însă superioară, a tensiunii de ieșire: $v_o \leqslant V_{oH}$, unde $V_{oH} = 0$. De îndată ce tensiunea de intrare crește peste valoarea de prag $V_p = 0$, tensiunea de ieșire se limitează la valoarea zero.

Scanned with OKEN Scanner

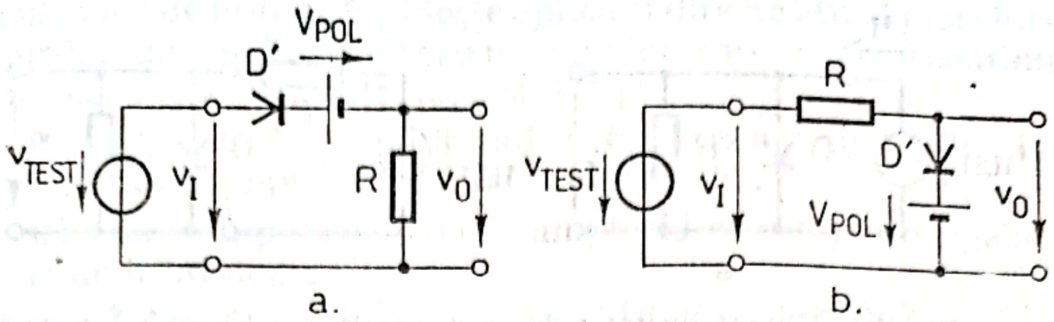


Fig. 6.29. Circuite de limitare unilaterală, cu tensiune de prag nenulă ($V_P = V_{POL}$): *a* — limitare inferioară; *b* — limitare superioară.

Dacă în serie cu supapa ideală se află o sursă de tensiune continuă de polarizare V_{POL} (figura 6.29), circuitele respective funcţionează conform caracteristicilor statice de transfer direct din figura 6.30. Ele rămîn tot limitatoare unilaterale ale tensiunii de ieşire (de minim, respectiv de maxim), însă valoarea de prag a tensiunii de intrare este acum diferită de zero: $V_P = V_{POL}$.

Pentru limitatorul de maxim, valoarea superioară a tensiunii de ieşire este acum şi ea nenulă: $V_{OH} = V_{POL}$.

Orientînd invers supapa ideală, se constată uşor că diporţii serie cu ieşirea pe R, respectiv pe D', îşi inversează rolurile între ei.

Dacă se folosesc două supape ideale, se pot realiza limitatoare bilaterale. Un astfel de diport este arătat în figura 6.31, *a*, iar caracteristica lui statică de transfer direct, în figura 6.31, *b*. Cele două va-

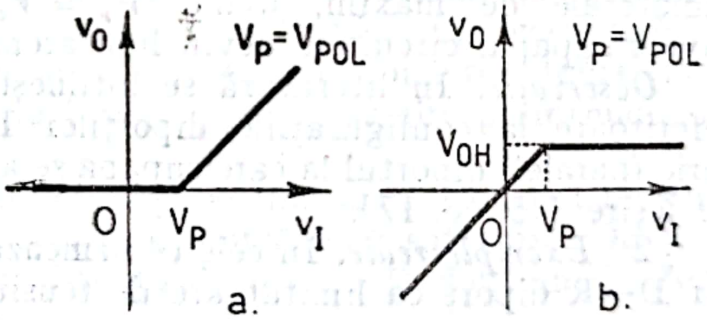


Fig. 6.30. Caracteristicile statice de transfer direct ale circuitelor din: *a* — figura 6.29, *a*; *b* — figura 6.29, *b*.

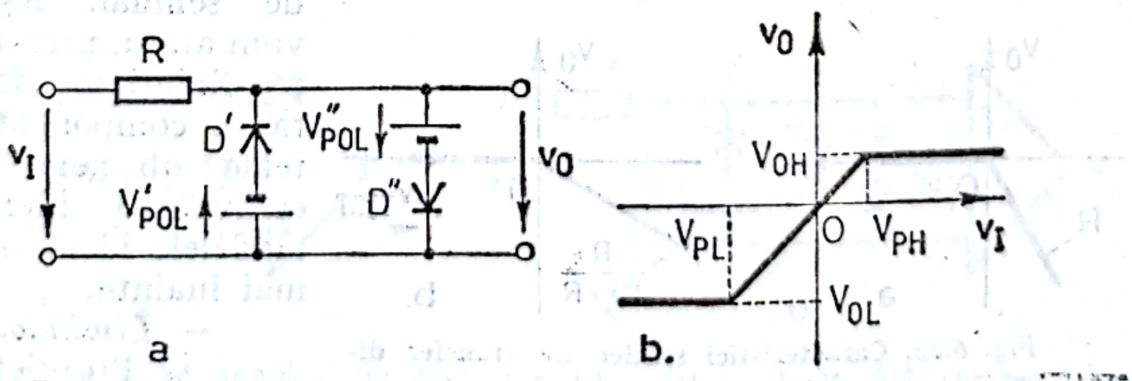


Fig. 6.31. Diport limitator bilateral: *a* — schema; *b* — caracteristica statică de transfer direct.

Scanned with OKEN Scanner

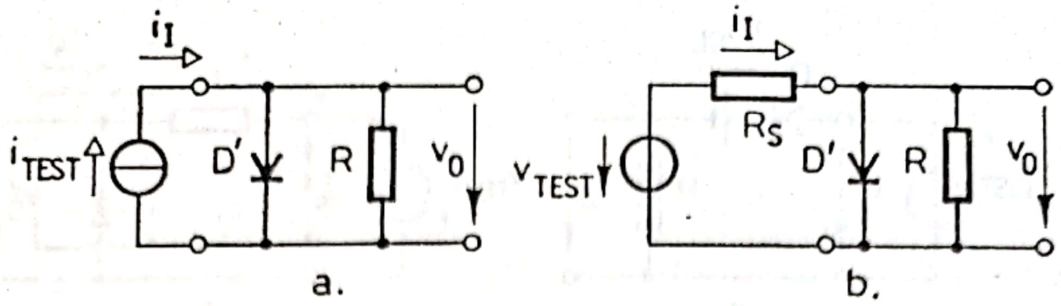


Fig. 6.32. Diport limitator în configurație paralel, avînd aplicată la intrare: *a* — o sursă de curent; *b* — o sursă de tensiune în serie cu o rezistență R_S.

lori de prag ale tensiunii de intrare sînt $V_{PL} = -V'_{POL}$ și $V_{PH} = V''_{POL}$, iar limitele tensiunii de ieșire sînt $V_{OL} = -V'_{POL}$ și $V_{OH} = V''_{POL}$.

În cazul configurației paralel (figura 6.24, *b*), deoarece supapa ideală este echivalentă cu un scurtcircuit, în starea de conducție, la bornele AB trebuie aplicată fie o sursă de curent (figura 6.32, *a*), fie o sursă de tensiune în serie cu o rezistență R_s (figura 6.32, *b*). Caracteristica statică de transfer direct reprezintă aici dependența dintre tensiunea de ieșire și curentul de intrare (figura 6.33, *a*); panta semidreptei înclinate este egală cu R. În cazul circuitului din figura 6.32, *b* se poate considera și diportul format din configurația paralel D'R înseriată cu rezistența R_s; caracteristica lui de transfer este dată în figura 6.33, *b*, unde panta semidreptei înclinate este egală cu $R/(R_s + R)$. În ambele cazuri circuitele se comportă ca limitatoare unilaterale de maxim, avînd $V_P = V_{OH} = 0$. Dacă se orientează invers supapa, circuitele devin limitatoare de minim.

Observație. În literatură se întîlnește și următoarea terminologie referitoare la configurațiile diporților D—R: se numește limitator serie (paralel) diportul la care supapa se află în serie (paralel) cu poarta de ieșire [15, 16, 17].

2° *Exemple reale.* În cele ce urmează ilustrăm aplicațiile circuitelor D—R diport ca limitatoare de tensiune, redresoare și formatoare de semnal. Așa cum vom arăta, prin modelarea liniarizată fragmentar a componentelor D reale obținem scheme echivalente identice cu modelele ideale studiate mai înainte.

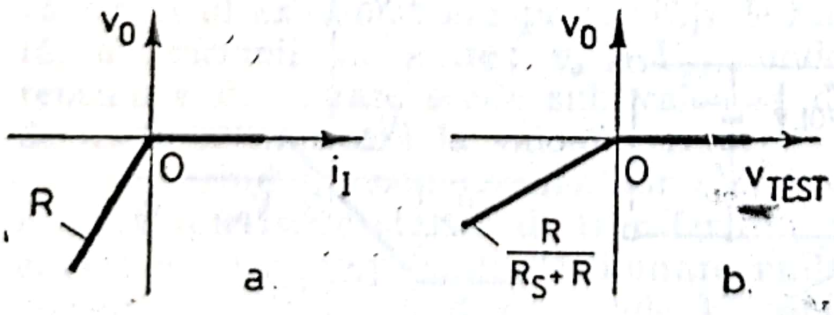


Fig. 6.33. Caracteristici statice de transfer direct pentru: *a* — limitatorul paralel D'R; *b* — limitatorul paralel D'R înseriat cu R_S.

— *Limitatoare de tensiune.* Proprietatea diporților D—R de a li-

mita tensiunea de ieșire își găsește aplicații directe atît în prelucrarea impulsurilor de tensiune, cît și a tensiunilor care variază continuu. În cazul impulsurilor se poate realiza [18]:

1. limitarea amplitudinii impulsurilor la o anumită valoare;
2. selectarea impulsurilor după polaritate;
3. selectarea impulsurilor cu o amplitudine cel puțin egală cu o anumită valoare;
4. selectarea impulsurilor cu amplitudinea maximă.

În cazul tensiunilor continuu variabile se urmărește limitarea domeniului lor de variație fie în scopul protejării anumitor circuite, fie pentru trecerea de la domeniul de tensiuni al unei clase de circuite la acela al altei clase.

În continuare prezentăm cîteva aplicații de limitare a tensiunilor continuu variabile care intervin la amplificatoarele operaționale.

Amplificatoarele operaționale din primele generații (de exemplu βA 709) nu sînt protejate contra supratensiunilor diferențiale de intrare. Pentru evitarea distrugerii lor, se adaugă un limitator bilateral care limitează tensiunea dintre cele două borne de intrare (figura 6.34, *a*). Modelînd fiecare diodă printr-o supapă ideală în serie cu o sursă de tensiune continuă egală cu tensiunea de prag a diodei, obținem schema echivalentă din figura 6.34, *b*. Aceasta coincide cu schema din figura 6.31, *a*, dacă $R = R_1$ și $V'_{POL} = V''_{POL} = V_P$; folosind diode cu siliciu, la care $V_P = 0{,}6$ V, rezultă $|v_d| \leqslant 0{,}6$ V. În practică se folosește și o a doua rezistență R_2, indicată cu linie întreruptă în desen, care nu are rol în funcționarea limitatorului ci servește la încărcarea egală a celor două intrări ale AO. Cele două rezistențe pot fi de valori pînă la 10 kΩ, fără a înrăutăți simțitor alte performanțe ale AO.

În unele aplicații ale AO se impune limitarea excursiei tensiunii de ieșire (de exemplu pentru evitarea intrării în saturație). În acest scop se leagă în paralel cu rezistența de reacție R două diode Zener

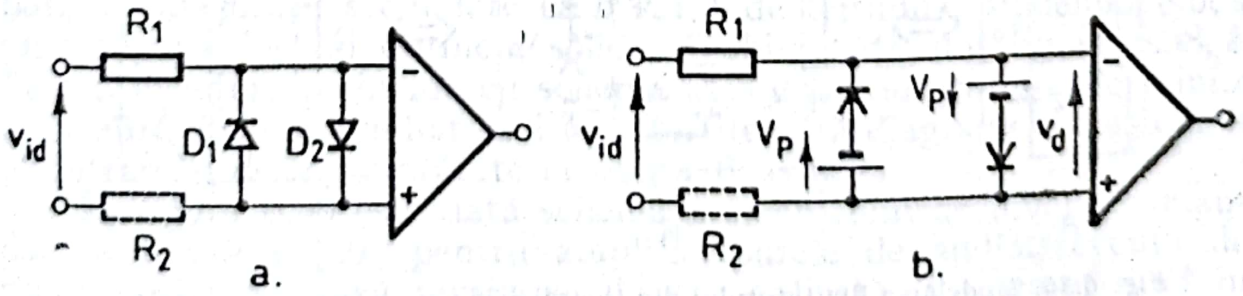


Fig. 6.34. Limitarea tensiunii diferențiale de intrare într-un AO: *a* — schema reală; *b* — schema echivalentă.

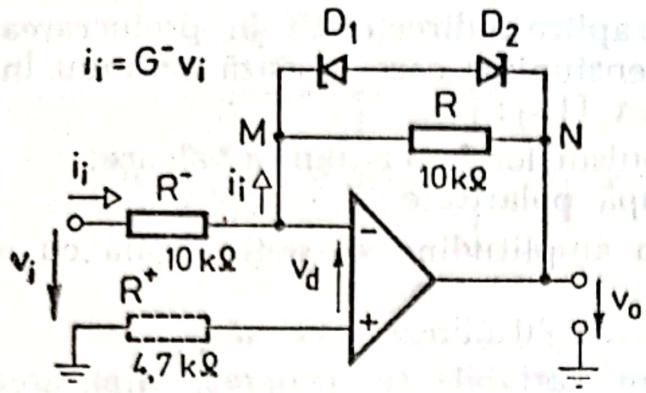


Fig. 6.35. **Amplificator cu AO şi limitator bilateral al tensiunii de ieşire.**

înseriate în opoziţie (figura 6.35) [19]. Rezistenţa R şi diodele D_1 şi D_2 formează un limitator bilateral în configuraţie paralel, care funcţionează în modul următor.

Admiţînd ipoteza reacţiei negative infinite, rezultă că $v_d = 0$. În consecinţă, tensiunea de ieşire v_o este egală cu căderea de tensiune pe R (de la N la M), iar curentul absorbit de la sursa v_i este

$$i_i = G^- v_i. \tag{6.23}$$

Deoarece AO nu absoarbe curent la intrare, i_i trece în întregime spre nodul M, circuitul limitator fiind deci excitat în curent.

În figura 6.36, *a* este redesenat circuitul limitator. Înlocuind fiecare diodă Zener cu modelul din figura 6.11, *c*, obţinem schema echivalentă din figura 6.36, *b*. Se observă aici că se poate închide o cale de curent fie prin latura cu supape ideale desenată cu linie groasă, fie prin cea desenată cu linie subţire. Înlocuind în fiecare latură cele două supape ideale prin una singură, iar cele două surse printr-o singură sursă, rezultă schema echivalentă simplificată din figura 6.36, *c*. Atîta timp cît intensitatea curentului i_i este suficient de mică pentru ca

$$|Ri_i| < V_z + V_F, \tag{6.24}$$

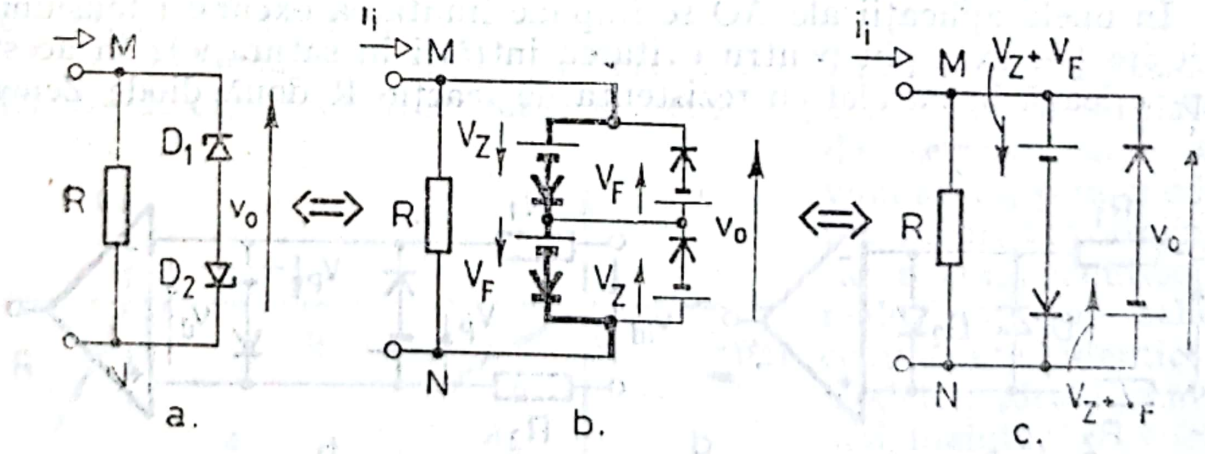


Fig. 6.36. **Modelarea limitatorului din figura 6.35: *a* — schema reală; *b* — schema echivalentă obţinută prin modelarea fiecărei diode Zener; *c* — schema echivalentă simplificată.**

Scanned with OKEN Scanner

supapele sînt blocate şi prezenţa lor nu influenţează funcţionarea circuitului. Dacă însă modulul lui i_i depăşeşte valoarea $G(V_z + V_F)$, intră în conducţie una dintre supapele ideale şi limitează tensiunea v_o. Aşadar,

$$|v_o| \leqslant V_z + V_F. \qquad (6.25)$$

De pildă, dacă D_1 şi D_2 sînt diode Zener de 10 V rezultă $V_z + V_F = 10{,}0 + 0{,}6 = 10{,}6$ V.

Pentru micşorarea efectului curenţilor de polarizare la intrare ai AO, în serie cu intrarea neinversoare se leagă o rezistenţă R^+, calculată din relaţia $R^+ = R^- || R$.

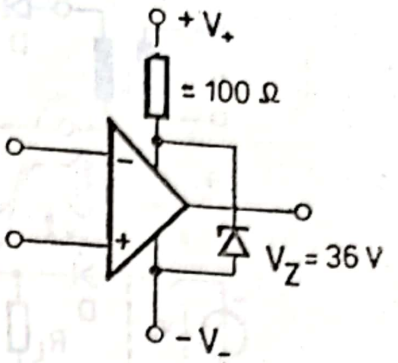


Fig. 6.37. Protecţia AO contra supratensiunilor de alimentare, folosind un limitator cu diodă Zener.

La AO uzuale, valoarea limită permisă pentru tensiunea de alimentare totală este de 36 V ($\pm$18 V). Ea nu trebuie depăşită nici măcar pentru scurt timp. Dacă există probabilitatea depăşirii ei, trebuie utilizat un limitator cu diodă Zener (avînd $V_z = 36$ V) la bornele de alimentare (figura 6.37). Pentru valorile normale de $\pm$15 V dioda Zener nu conduce.

— *Redresoare.* Un diport se numeşte *redresor* dacă furnizează la ieşire o tensiune de un singur semn, cînd i se aplică la intrare o tensiune alternativă. Un limitator unilateral, care limitează la zero tensiunea de ieşire, poate fi deci utilizat ca redresor; dacă este limitator de maxim ($V_{oH} = 0$) dă o tensiune de ieşire nepozitivă, iar dacă este limitator de minim ($V_{oL} = 0$) dă o tensiune de ieşire nenegativă. În ambele cazuri are loc o redresare monoalternanţă: fenomenul constă în blocarea curentului în timpul uneia dintre alternanţele fiecărei perioade a tensiunii alternative.

În figura 6.38, *a* este dată schema clasică a redresorului monofazat monoalternanţă cu transformator la intrare. Dacă admitem idealizarea transformatorului (presupunem rezistenţele înfăşurărilor nule, dispersie nulă şi curent de magnetizare nul), el se comportă la bornele înfăşurării secundare ca o sursă de tensiune. Modelînd dioda prin supapa ideală, obţinem schema echivalentă din figura 6.38, *b*. Partea încadrată coincide cu schema ideală a limitatorului de minim din figura 6.26, *a*, studiat mai înainte. Rezultă diagramele tensiunilor de intrare şi de ieşire arătate în figura 6.38, *c*.

În figura 6.39 este dată schema indicatorului de nivel recomandat în lucrarea [20] pentru amplificatoarele de audiofrecvenţă de putere. El redresează tensiunea de a.f. aplicată la intrare, fiind în esenţă un limitator de minim cu $V_{oL} = 0$, în configuraţie paralel. Dacă modelăm dioda D printr-o supapă ideală, obţinem o schemă

Scanned with OKEN Scanner

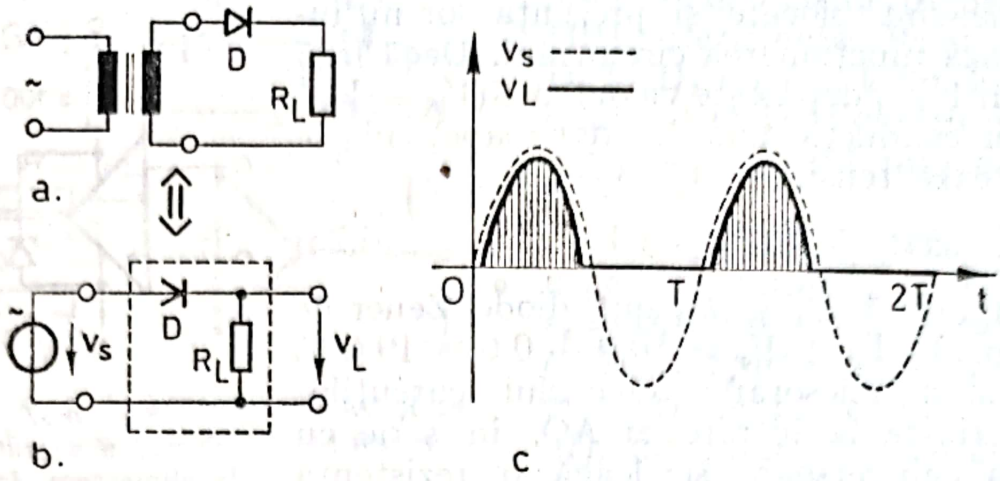


Fig. 6.38. **Redresorul monofazat monoalternanță privit ca limitator unilateral: *a* — schema de principiu; *b* — modelul idealizat; *c* — diagramele tensiunilor de intrare și de ieșire.**

analoagă cu cea din figura 6.32, *b*, cu deosebirea că supapa este orientată în sens opus.

— *Formatoare de semnal.* Menționăm în încheierea acestei discuții utilizarea limitatoarelor pentru a forma semnale cu o anumită variație în timp din semnale care au o altă variație în timp. Spre exemplu, limitatorul bilateral cu două diode Zener din figura 6.40, *a* servește la obținerea unor semnale aproximativ dreptunghiulare (mai degrabă trapezoidale) dintr-un semnal alternativ sinusoidal (figura 6.40, *b*). Formatoarele realizate cu componente D sînt mai simple decît cele realizate cu tranzistoare sau amplificatoare integrate (comparatoare, amplificatoare limitatoare, circuite basculante), dar forma tensiunii furnizate la ieșire este strîns legată de forma tensiunii de intrare, ceea ce constituie uneori un neajuns. În plus, funcționarea lor este afectată de sarcina conectată la ieșire.

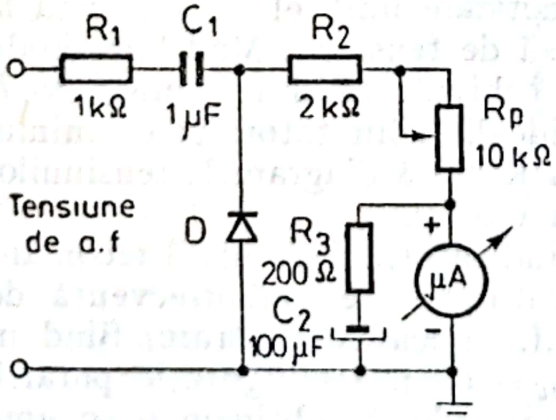


Fig. 6.39. **Indicator de nivel pentru tensiuni de a.f., care folosește ca redresor un limitator de minim în configurație paralel.**

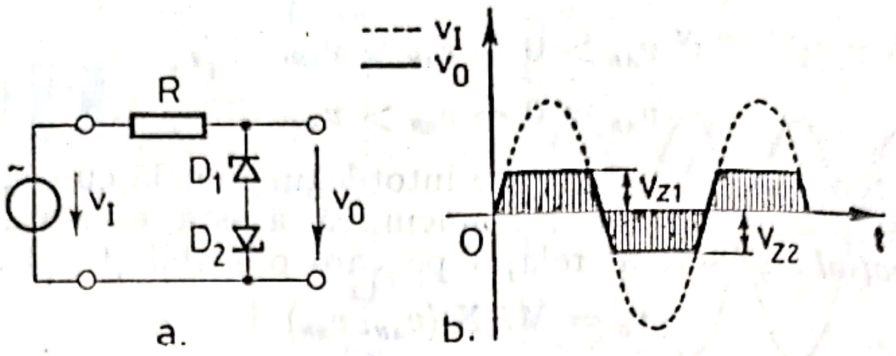


Fig. 6.40. Limitator bilateral folosit ca formator de semnal: *a* — schema de principiu; *b* — diagrama semnalelor.

6.4.2. CIRCUITE D—R MULTIPORT

1° *Modele ideale.* Să reluăm structura din figura 6.24, *a* formată prin înserierea supapei ideale D′ cu rezistența R. Dacă adăugăm la această structură o linie N și borna C, ca în figura 6.41, *a*, obținem un triport. Considerăm că AN și BN sînt porțile lui de intrare, iar CN este poarta de ieșire. Să determinăm relația dintre tensiunea de ieșire și tensiunile de intrare.

Fie cazul particular în care supapa este orientată de la A spre C (figura 6.41, *b*). După cum am văzut mai sus, pentru $v_{AB} > 0$ supapa conduce și este echivalentă cu un scurtcircuit; potențialul punctului C este egal cu potențialul punctului A, deci $v_o = v_{AN}$.

Pentru $v_{AB} < 0$ supapa este blocată, prin R nu trece curent, căderea de tensiune pe R este nulă și potențialul punctului C este egal cu al punctului B: $v_o = v_{BN}$.

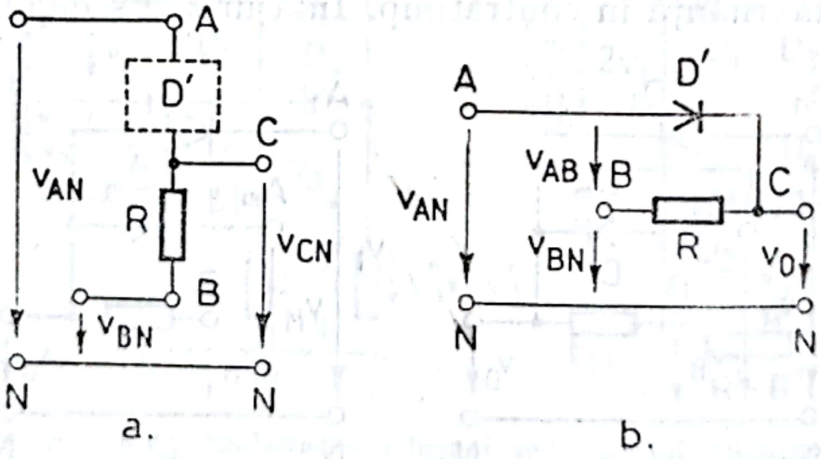


Fig. 6.41. Structura serie D′R conectată ca triport; *a* — schema generală; *b* — schema particulară cu D′ orientată de la A spre C.

Scanned with OKEN Scanner

Dar

$$v_{AB} > 0 \Leftrightarrow v_{AN} > v_{BN}, \qquad (6.26, a)$$

$$v_{AB} < 0 \Leftrightarrow v_{BN} > v_{AN}. \qquad (6.26, b)$$

Rezultă că tensiunea de ieşire este întotdeauna egală cu cea mai mare dintre tensiunile de intrare; spunem că acesta este un *circuit de maxim (spaţial)* şi scriem relaţia pe care o stabileşte el sub forma

$$v_o = \text{MAX}\,(v_{AN}, v_{BN}). \qquad (6.27)$$

În cazul general, un astfel de circuit conţine un număr m de supape, aşa cum se arată în figura 6.42, *a*, iar relaţia stabilită de el este

$$v_o = \text{MAX}\,(v_1, v_2, \ldots, v_M, v_B). \qquad (6.28)$$

Dacă inversăm orientarea supapelor obţinem un *circuit de minim (spaţial)*, a cărui schemă este dată în figura 6.42, *b* şi care funcţionează conform relaţiei

$$v_o = \text{MIN}\,(v_1, v_2, \ldots, v_M, v_B). \qquad (6.29)$$

Prin urmare, multiporţii examinaţi sînt *circuite de extrem spaţial*: dacă supapele sînt orientate dinspre intrări, la ieşire se obţine cea mai mare dintre tensiunile de intrare, iar dacă sînt orientate spre intrări, la ieşire se obţine cea mai mică dintre tensiunile de intrare.

2° *Exemple reale.* Circuitele de extrem spaţial au două domenii principale de aplicare: ca redresoare şi ca porţi logice (SI şi SAU).

— *Redresoare.* În afară de redresorul monofazat monoalternanţă, toate redresoarele fără multiplicarea tensiunii se bazează pe circuitele de extrem spaţial. Dăm în continuare cîteva exemple ilustrative.

În figura 6.43, *a*, este arătată schema de principiu a redresorului monofazat bialternanţă în contratimp. Înfăşurarea secundară a trans-

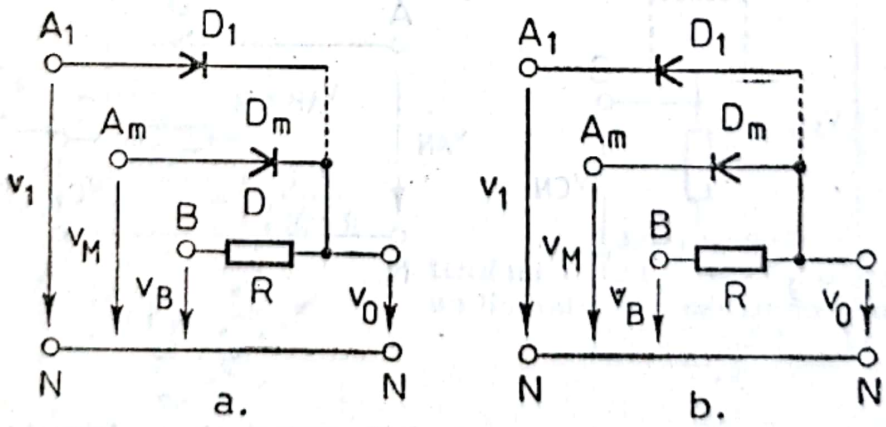


Fig. 6.42. Circuite de extrem spaţial: *a* — circuit de maxim; *b* — circuit de minim.

Scanned with OKEN Scanner

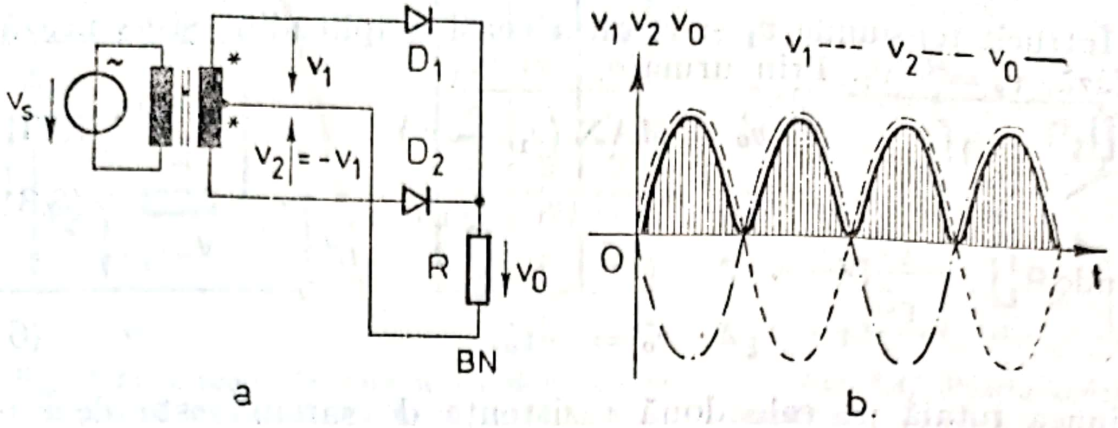


Fig. 6.43. Redresorul monofazat bialternanță în contratimp; *a* — schema de principiu; *b* — diagramele tensiunilor.

formatorului are o priză mediană astfel că tensiunile v_1 și v_2 au aceeași amplitudine, dar oscilează în antifază: $v_2 = -v_1$. La această înfășurare este legat un circuit de maxim spațial cu două diode, avînd borna B scurtcircuitată la borna N, deci $v_{BN} = 0$. Din cele de mai sus rezultă $v_{BN} \leqslant \text{MIN}\,(v_1, v_2) = \text{MIN}\,(v_1, -v_1)$.

Ca urmare, în expresia generală (6.28), scrisă pentru $m = 2$, putem omite tensiunea v_B; funcționarea redresorului este descrisă prin

$$v_0 = \text{MAX}\,(v_1, v_2) = \text{MAX}\,(v_1, -v_1) = |v_1|. \qquad (6.30)$$

Diagramele tensiunilor sînt arătate în figura 6.43, *b*.

Alături de circuitul de maxim din figura 6.43, *a*, în secundarul transformatorului putem lega și un circuit de minim, așa cum se arată în figura 6.44, *a*.

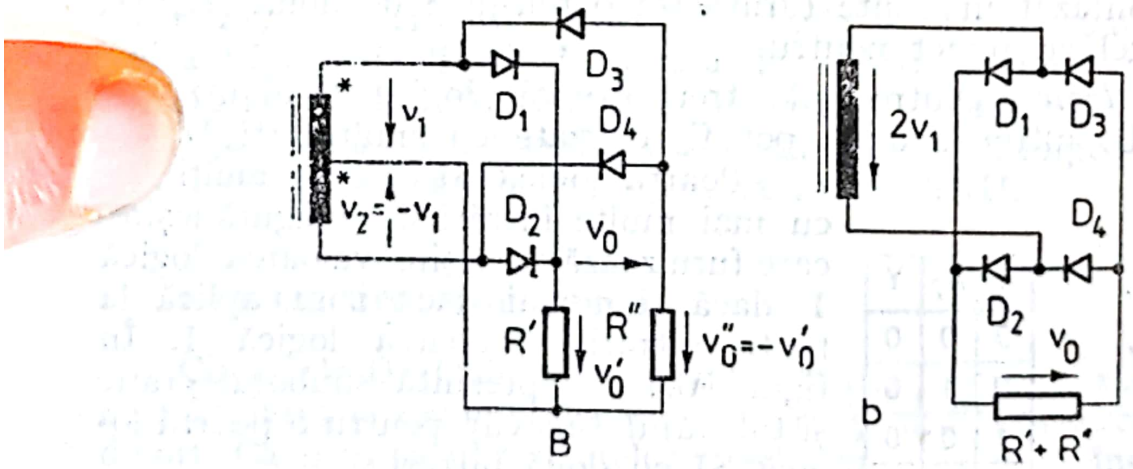


Fig. 6.44. Elaborarea schemei redresorului monofazat bialternanță în punte: *a* — conectarea unui circuit de maxim și a unui circuit de minim la aceeași înfășurare secundară cu priză mediană a unui transformator; *b* — schema redresorului în punte.

Scanned with OKEN Scanner

Întrucît tensiunile v_1 și v_2 au aceeași amplitudine și oscilează în antifază, $v_2 = -v_1$. Prin urmare,

$$v_o' = \text{MAX}\,(v_1, -v_1) \qquad (6.31, a)$$

$$v_o'' = \text{MIN}\,(v_1, -v_1), \qquad (6.31, b)$$

de unde

$$v_o'' = -v_o'. \qquad (6.32)$$

Tensiunea totală pe cele două rezistențe de sarcină este deci

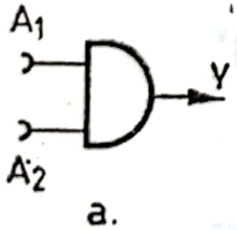
$$v_o = v_o' - v_o'' = 2\,\text{MAX}\,(v_1, -v_1). \qquad (6.33)$$

Dacă $R' = R''$ se poate întrerupe legătura dintre priza mediană și punctul B fără ca funcționarea circuitului să se modifice ; se obține astfel schema redresorului monofazat bialternanță în punte, arătată în figura 6.44, *b*. Comparînd relațiile (6.30) și (6.33), constatăm că, pentru aceeași tensiune totală în secundarul transformatorului, redresorul în punte furnizează o tensiune de ieșire de două ori mai mare decît redresorul cu priză mediană.

Cele de mai sus se generalizează imediat la redresoarele polifazate [11]. Anume, un redresor m — fazat cu punct neutru este echivalent cu un circuit de extrem spațial (MAX sau MIN) cu m diode. Un redresor m — fazat în punte este echivalent cu combinația dintre un circuit de maxim și unul de minim, fiecare cu m diode, avînd intrările alimentate în paralel și ieșirile legate la capetele opuse ale unei sarcini comune. La aceeași amplitudine a tensiunii alternative de fază, redresorul polifazat în punte furnizează o tensiune de două ori mai mare decît cel cu punct neutru.

— *Porți logice.* Dintre cele trei operații logice fundamentale NU, SI, SAU, ultimele două pot fi realizate cu multiporți D—R.

Poarta logică SI este un multiport cu mai multe intrări și o singură ieșire, care furnizează la ieșire valoarea logică 1 dacă și numai dacă i se aplică la toate intrările valoarea logică 1. În figura 6.45 se prezintă simbolul grafic și tabelul de adevăr pentru o poartă logică SI cu două intrări.



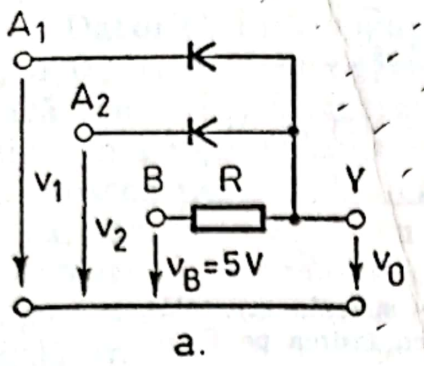
b.

A_1	A_2	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. 6.45. Poarta logică SI cu două intrări: *a* — simbolul grafic; *b* — tabelul de adevăr.

Să presupunem că la intrarea B a unui circuit de minim cu două diode se aplică o tensiune constantă $v_B = 5$ V, iar fiecare dintre tensiunile v_1 și v_2 poate

Scanned with OKEN Scanner



v_1 [V]	v_2 [V]	v_0 [V]
0	0	0
0	5	0
5	0	0
5	5	5

b.

Fig. 6.46. Circuit de minim cu două diode folosit ca poartă logică SI cu două intrări: *a* — schema de principiu; *b* — tabelul de funcționare electrică.

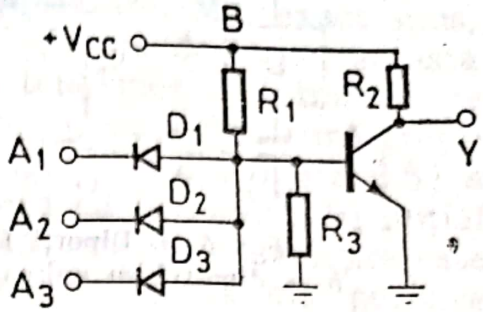


Fig. 6.47. Poarta logică fundamentală SI—NU a familiei DTL.

lua una dintre valorile 0 V și 5 V (figura 6.46, *a*). Deoarece $v_B \geqslant$ MAX (v_1, v_2), din expresia generală (6.29), scrisă pentru $m = 2$, putem omite tensiunea v_B:

$$v_o = \text{MIN}\,(v_1, v_2). \qquad (6.34)$$

Rezultă tabelul de funcționare electrică din figura 6.46, *b*.

Dacă asociem valorii 0 V a tensiunii electrice valoarea logică 0 și valorii 5 V valoarea logică 1 (așa numita *convenție logică pozitivă*, deoarece asociază valorii mai ridicate a tensiunii valoarea logică mai mare), constatăm că tabelul obținut reprezintă tocmai tabelul de adevăr al porții logice SI, dat în figura 6.45, *b*. În convenția logică pozitivă, circuitul de minim realizează deci operația logică SI.

În figura 6.47 este dată schema de principiu a porții fundamentale SI—NU din familia de circuite logice integrate DTL (*Diode Transistor Logic* — circuite logice cu diode și tranzistoare). Operația logică SI este realizată de partea de la intrare, unde rezistența R_1 și diodele D_1, D_2, D_3 formează un circuit de minim.

Așa cum se poate verifica ușor, în convenția logică pozitivă circuitul de maxim realizează operația logică SAU.

6.4.3. CIRCUITE D—C DIPORT

Circuitele D—C uniport și multiport fiind întîlnite rar în aplicații, ne mărginim la examinarea funcționării și utilizării circuitelor D—C diport. Ca și în cazul circuitelor D—R, considerăm la început modele ideale, alcătuite din supape ideale și condensatoare ideale (capacități fără pierderi).

1° *Modele ideale.* Cele mai simple modele ideale ale circuitelor D—C diport conțin o supapă ideală D' și o capacitate C, legate în

Scanned with OKEN Scanner

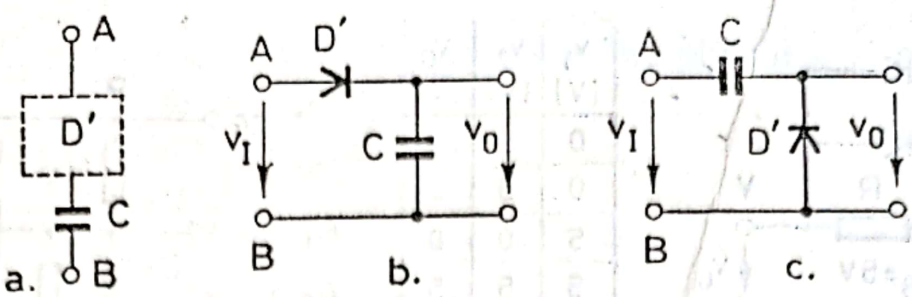


Fig. 6.48. Diporți D—C elementari: *a* — schema generală; *b* — diportul cu ieșirea pe C; *c* — diportul cu ieșirea pe D'.

serie (figura 6.48, *a*). (Structura formată prin legarea în paralel a supapei D' cu capacitatea C nu prezintă importanță în aplicații.) Bornele extreme *AB* formează poarta de intrare a diportului, iar poarta de ieșire poate fi conectată fie în paralel cu C, fie în paralel cu D'. Se obțin doi diporți cu proprietăți diferite, având schemele din figura 6.48, *b* și *c*. (În prima dintre aceste scheme am orientat supapa de la *A* spre *B*, iar în a doua, de la *B* spre *A*.)

Deoarece capacitatea reprezintă o întrerupere în c.c., proprietățile de regim static ale diporților D—C nu au nici o semnificație în aplicații. Este necesar să studiem proprietățile lor în regim variabil. În acest scop aplicăm la intrare o sursă de tensiune variabilă și presupunem că ieșirea este lăsată în gol (figura 6.49). Întreg curentul i_A trece deci prin capacitate.

În cazul schemei din figura 6.49, *a* tensiunea de ieșire se culege de pe capacitate și are expresia

$$v_o = v_o(0) + \int_0^t i_A(t)\,dt. \tag{6.35}$$

Rezultă

$$dv_o/dt = i_A(t). \tag{6.36}$$

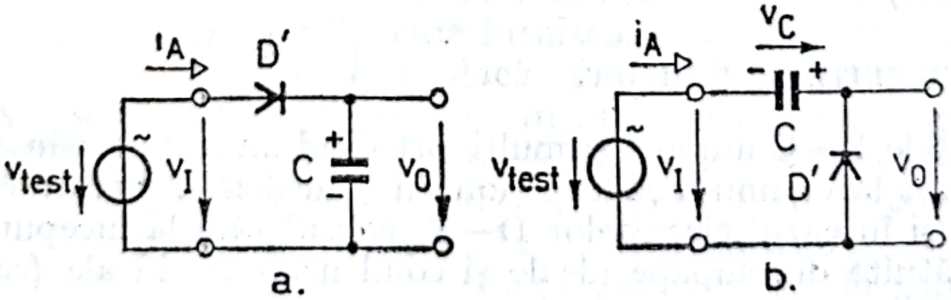


Fig. 6.49. Determinarea proprietăților funcționale ale diporților din figura 6.48.

Scanned with OKEN Scanner

Datorită însă supapei D', curentul nu poate fi decît nenegativ: $i_A \geqslant 0$; tensiunea de ieşire este deci nescăzătoare. Mai exact spus, dacă tensiunea de intrare este mai mică decît cea de ieşire, aceasta din urmă rămîne constantă în timp; dacă tensiunea de intrare tinde să crească peste valoarea tensiunii de ieşire, aceasta din urmă creşte şi ea, rămînînd egală cu cea de intrare. Diagramele din figura 6.50, *a* ilustrează funcţionarea circuitului, în ipoteza că în momentul iniţial capacitatea este descărcată. Se observă că tensiunea de ieşire este egală în fiecare moment cu cea mai mare dintre valorile pozitive luate de tensiunea de intrare în momentele anterioare. Acest diport este un *circuit de extrem temporal* şi anume un circuit de maxim (pozitiv) temporal; el se numeşte *circuit de vîrf (pozitiv)*. Dacă orientăm invers supapa obţinem un circuit de vîrf negativ.

În cazul schemei din figura 6.49, *b* expresia tensiunii v_c de pe capacitate este de aceeaşi formă cu expresia (6.35). Datorită orientării supapei D' curentul i_A este însă nepozitiv, astfel că tensiunea v_c este aici necrescătoare; ea este în orice moment egală cu cea mai negativă dintre valorile luate de tensiunea de intrare în momentele anterioare. Să folosim această informaţie pentru a determina variaţia tensiunii de ieşire.

Aplicarea TKV conduce la expresia

$$v_o = v_I - v_C. \tag{6.37}$$

Cînd supapa conduce, tensiunea de ieşire este nulă, iar tensiunile v_c şi v_I, egale între ele, au valori negative şi scad în timp. În intervalele de timp în care supapa este blocată tensiunea v_o este constantă (şi negativă); relaţia obţinută arată că în aceste intervale tensiunea de ieşire reprezintă tensiunea de intrare translatată spre valori pozitive cu mărimea $|v_c|$. Numim un astfel de diport *circuit de translaţie (spre valori pozitive)*. Funcţionarea lui este ilustrată prin diagramele din figura 6.50, *b* în care s-a presupus că în momentul iniţial capaci-

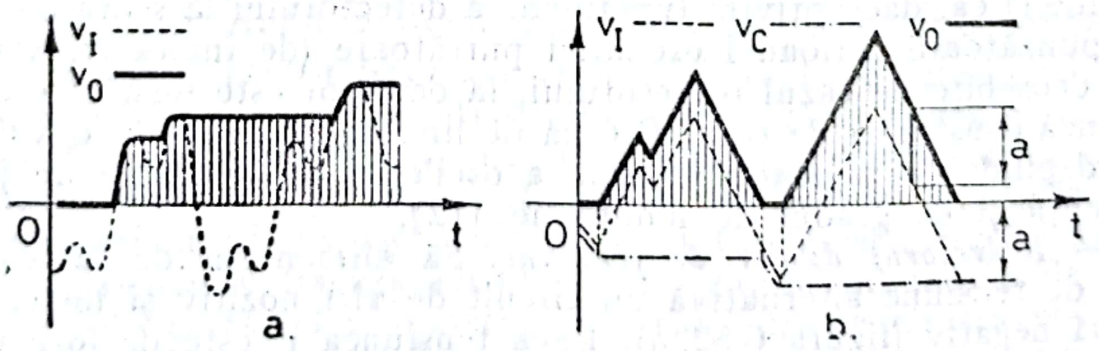


Fig. 6.50. Diagrame de tensiuni ilustrînd funcţionarea circuitelor D—C: *a* — de vîrf pozitiv; *b* — de translaţie spre valori pozitive.

Scanned with OKEN Scanner

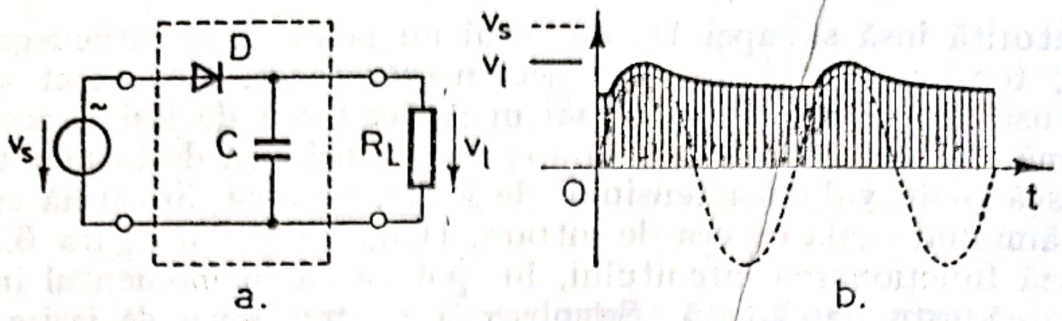


Fig. 6.51. **Redresorul monofazat monoalternanță cu filtru capacitiv, privit ca un circuit de vîrf încărcat cu sarcina R_L:** *a* — schema de principiu; *b* — diagrama tensiunilor.

tatea este descărcată. Dacă orientăm invers supapa obținem un circuit de translație spre valori negative.

2° *Exemple reale.* Atît circuitul de vîrf cît și circuitul de translație furnizează la ieșire o tensiune de un singur semn, cînd se aplică la intrare o tensiune care își schimbă semnul. Așa se explică faptul că, în majoritatea cazurilor, ele servesc la realizarea a diferite tipuri de circuite redresoare.

— *Redresorul monofazat monoalternanță cu filtru capacitiv.* Dacă modelăm dioda prin supapa ideală, porțiunea încadrată cu linie întreruptă în schema din figura 6.51, *a* coincide cu circuitul de vîrf pozitiv din figura 6.49, *a*. Faptul că el este încărcat aici cu sarcina R_L nu îi modifică esențial funcționarea; într-adevăr, elementele C și R_L sînt alese astfel încît constanta de timp R_LC este mult mai mare decît perioada tensiunii alternative v_s, ceea ce face ca tensiunea de ieșire să fie aproape constantă și egală cu vîrful pozitiv al tensiunii v_s (figura 6.51, *b*).

— *Detectorul de vîrf.* Unul dintre circuitele folosite în prezent pentru demodularea (sau detecția) semnalelor modulate în amplitudine este detectorul (de anvelopă) de vîrf. Schema lui coincide cu schema redresorului monofazat monoalternanță cu filtru capacitiv, discutată mai înainte. Mai mult, funcționarea celor două circuite coincide și ea, dacă privim funcționarea detectorului la scara de timp corespunzătoare perioadei oscilației purtătoare (de înaltă frecvență). Spre deosebire de cazul redresorului, la detector este însă necesar ca mărimea constantei de timp R_LC să fie limitată superior la o valoare care depinde de perioada minimă a oscilației modulatoare de joasă frecvență și de gradul de modulație [12].

— *Redresorul dublor de tensiune.* Să alimentăm de la aceeași sursă de tensiune alternativă un circuit de vîrf pozitiv și un circuit de vîrf negativ (figura 6.52, *a*). Dacă tensiunea v_s este de forma

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t, \qquad (6.38)$$

Scanned with OKEN Scanner

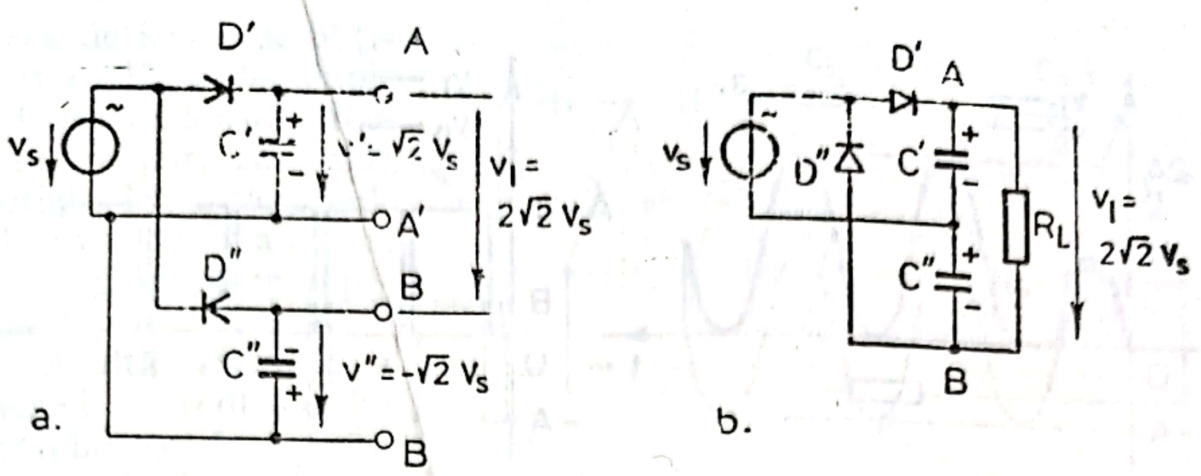


Fig. 6.52. O interpretare a schemei redresorului dublor de tensiune: *a* — un circuit de vîrf pozitiv şi un circuit de vîrf negativ alimentate de la aceeaşi sursă; *b* — una din formele uzuale ale schemei redresorului dublor de tensiune.

avînd deci amplitudinea $\sqrt{2}V_s$, rezultă

$$v' = \sqrt{2}V_s, \quad v'' = -\sqrt{2}V_s. \qquad (6.39, a,b)$$

Pentru tensiunea v_1 dintre punctele A şi B obţinem

$$v_1 = v' - v'' = 2\sqrt{2}V_s. \qquad (6.40)$$

În figura 6.52, *b* este desenată, sub una din formele ei uzuale, schema redresorului dublor de tensiune. Ea coincide cu schema precedentă, singura deosebire fiind încărcarea cu sarcina R_L la ieşire. Dacă valoarea constantei de timp R_LC este mult mai mare decît perioada tensiunii alternative, tensiunea de ieşire din redresor este aproape constantă şi egală cu dublul amplitudinii tensiunii alternative aplicate la intrare. (În cazul în care această condiţie nu este îndeplinită, fiecare condensator se descarcă apreciabil prin sarcină în timpul în care supapa respectivă este blocată.)

Toate exemplele prezentate pînă aici constituie aplicaţii ale circuitului de vîrf. Amintim acum o aplicaţie a circuitului de translaţie.

— *Circuite pentru fixarea nivelului.* Dacă la intrarea circuitului de translaţie spre valori pozitive (figura 6.49, *b*) se aplică o tensiune periodică, după trecerea primului vîrf negativ tensiunea de ieşire va reproduce tensiunea de intrare, fixîndu-i însă nivelul minim la zero. În cazul orientării inverse a diodei, circuitul fixează nivelul maxim la zero. (Deoarece fixează vîrful negativ sau vîrful pozitiv la zero, circuitele de acest fel se numesc şi *circuite pentru fixarea vîrfului.*) În figura 6.53 este ilustrată funcţionarea circuitului de fixare a nivelului minim la zero, pentru două forme ale semnalului de intrare.

Scanned with OKEN Scanner

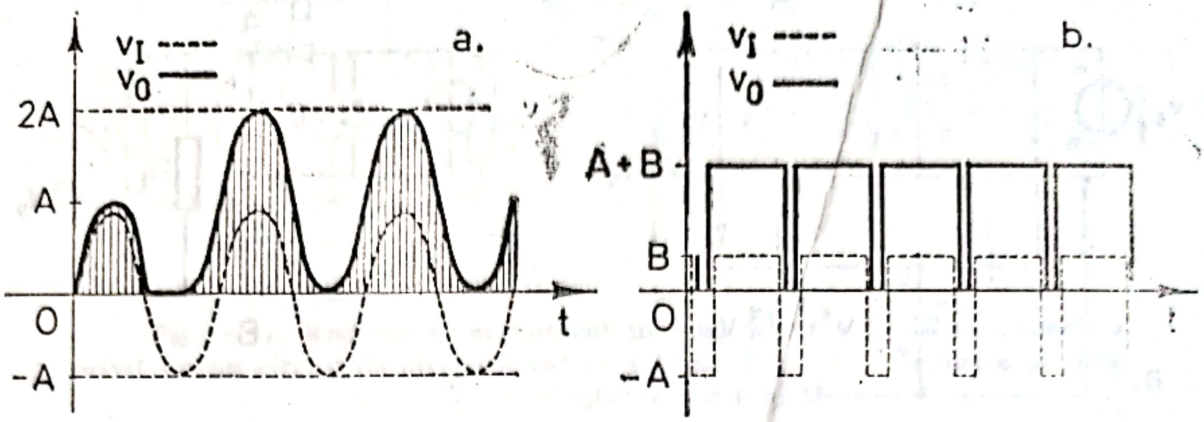


Fig. 6.53. Diagrame de tensiuni ilustrînd funcţionarea circuitului pentru fixarea nivelului minim la zero.

Se constată că, asemănător circuitelor redresoare, circuitele pentru fixarea nivelului transformă o tensiune care îşi schimbă alternativ semnul într-o tensiune de un singur semn; primele modifică însă forma tensiunii (blochează una dintre alternanţe sau îi inversează semnul), în timp ce ultimele îi păstrează neschimbată forma, deplasînd axa timpului. (O altă denumire a lor este *circuite de axare* [21].)

Dacă se leagă în serie cu supapa o sursă de tensiune continuă, fixarea nivelului se face la o valoare diferită de zero.

Ca domenii de aplicare a circuitelor pentru fixarea nivelului menţionăm circuitele logice şi receptoarele de televiziune. În acestea din urmă ele sînt utilizate sub denumirea de *circuite pentru restabilirea componentei continue:* componenta medie sau de c.c. a semnalului de imagine se pierde prin transmisie şi trebuie restabilite la recepţie, fiindcă ea reflectă luminozitatea medie a imaginii.

— *Redresoare multiplicatoare de tensiune.* Să legăm în cascadă un circuit de translaţie spre valori pozitive cu un circuit de vîrf pozitiv şi să aplicăm la intrarea cascadei o tensiune alternativă sinusoidală (figura 6.54). Din proprietăţile funcţionale ale celor două circuite rezultă că tensiunea de ieşire este constantă şi egală cu dublul amplitudinii tensiunii alternative de intrare. Mărind la n numărul celulelor, se obţine redresorul care multiplică de n ori amplitudinea tensiunii de intrare. Schema lui de principiu este cea din figura 6.55, *a*, pentru n par. Ten-

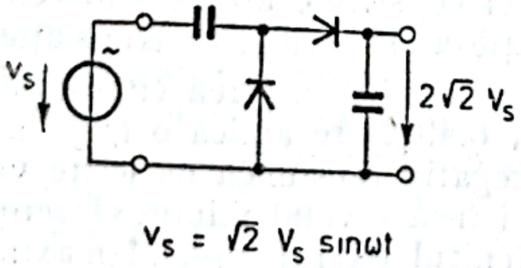


Fig. 6.54. Cascada formată dintr-un circuit de translaţie spre valori pozitive şi un circuit de vîrf pozitiv funcţionează ca redresor dublor de tensiune.

siunea de ieşire se obţine ca sumă a tensiunilor de pe condensatoarele cu indice par, care sînt înseriate între ele; multiplicarea se realizează deci prin adunare repetată.

O altă variantă a schemei redresorului multiplicator de tensiune este dată în figura 6.55, *b*. Condensatoarele nu mai sînt înseriate, ci au toate cîte o bornă comună cu sursa. Ele trebuie să fie de tensiune mai mare decît în cazul precedent, deoarece condensatorul C_k se încarcă la tensiunea $k\sqrt{2}V_s$.

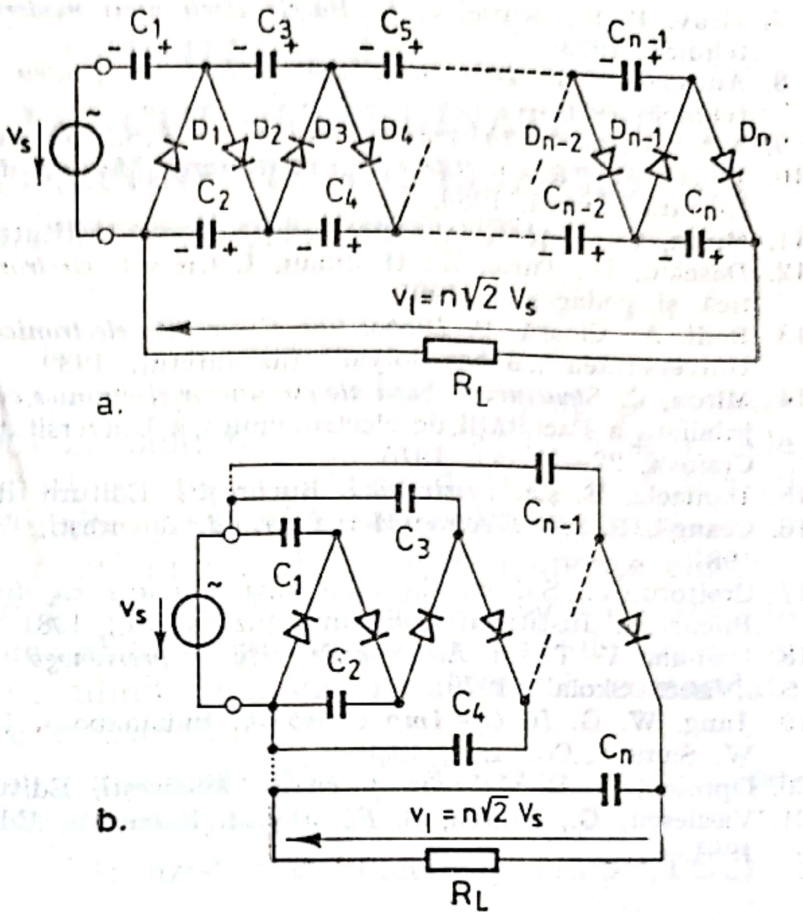


Fig. 6.55. **Redresoare multiplicatoare de tensiune cu factorul *n* par, avînd capacităţile încărcate la tensiuni: *a* — mici; *b* — mari.**

Faţă de redresorul dublor de tensiune discutat mai sus (schema din figura 6.52, *b*), ambele variante de redresor multiplicator de tensiune descrise aici prezintă avantajul că sarcina şi sursa au o bornă comună, care poate fi pusă la masă.

BIBLIOGRAFIE

1. Miron, C. *Despre structurarea studiului electronicii.* Comunicare la Sesiunea jubiliară a Facultăţii de electrotehnică şi a I.C.P.E.P. din Craiova, Craiova, 22—24 oct. 1976.
2. Orsini, L. Q. *Théorie et pratique des circuits électroniques.* Paris, Philips-Dunod, 1967.
3. Miron, C. *Dispozitive electronice.* Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1979.
4. Sandu, D. D. *Dispozitive şi circuite electronice.* Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1975.
5. Miron, C. *Unele probleme de terminologie în teoria circuitelor electronice.* Comunicare la a II-a Sesiune comună de comunicări ştiinţifice, organizată de Facultatea de electrotehnică a Universităţii din Craiova şi Centrul de Cercetare şi Proiectare GUAME Craiova, dec. 1971.
6. Vătăşescu, A. ş.a. *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare şi oscilatoare.* Bucureşti, Editura tehnică, 1971.

7. Gray, P. E., Searle, C. L. *Bazele electronicii moderne, vol. II.* București, Editura tehnică, 1973.
8. Antonescu, Gr. *Dispozitive semiconductoare pentru microunde.* București, Editura tehnică, 1978.
9. * * * *Diode și tiristoare. Catalog I.P.R.S.*, Băneasa, 1976—1977.
10. Bodea, M. ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. II.* București, Editura tehnică, 1980.
11. Miron, C. *Circuite electronice.* Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1980.
12. Dascălu, D., Turic, L., Hoffman, I. *Circuite electronice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1981.
13. Bodi, A., Cioară, P. *Dispozitive și circuite electronice, partea a doua.* Cluj-Napoca, Universitatea „Babeș-Bolyai" (uz intern), 1980.
14. Miron, C. *Structuri de bază ale circuitelor electronice cu diode.* Comunicare la Sesiunea jubiliară a Facultății de electrotehnică a Universității din Craiova și a I.C.P.E.P., Craiova, 22—24 oct. 1976.
15. Damachi, E. ș.a. *Electronică.* București, Editura didactică și pedagogică, 1979.
16. Ceangă, E. ș.a. *Electronică industrială.* București, Editura didactică și pedagogică, 1981.
17. Croitoru, V., Sofron, E. *Electronica. Circuite cu diode semiconductoare. Probleme.* București, Institutul politehnic (uz intern), 1981.
18. Dolbnia, V. T. ș.a. *Elektronnîe țepi neprerîvnogo i impulisnogo deistvia.* Kiev, „Vișcea Skola", 1979.
19. Jung, W. G. *IC Op-Amp Cookbook.* Indianapolis, Indiana 46268 (SUA), Howard, W. Sams & Co., Inc., 1980.
20. Oprescu, G. D. *Caleidoscop audio.* București, Editura Albatros, 1982.
21. Vasilescu, G., Lungu, S. *Electronică.* București, Editura didactică și pedagogică, 1981.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL 7

CIRCUITE CU FUNCȚII DETERMINATE DE PROPRIETĂȚILE COMPONENTELOR ELECTRONICE COMANDATE (AO, AN, TEC, TB)

O componentă electronică care are cel puțin două porți este *comandată* (mai exact spus comandabilă), în înțelesul că semnalele furnizate la una dintre porți — poarta comandată — sînt funcții de semnalele aplicate celeilalte porți — poarta de comandă.

În capitolul de față ne referim numai la acele componente electronice comandate care prezintă un *domeniu de funcționare liniară*; în acest domeniu semnalul comandat este proporțional cu cel de comandă, iar componentele respective admit ca model ideal sursele comandate liniare. Ca exemple tipice considerăm:

— amplificatoarele integrate monolitice de tip amplificator operațional (AO) și amplificator Norton (AN);

— tranzistoarele de tip tranzistor cu efect de cîmp (TEC) și tranzistor bipolar (TB).

Nu intră în clasa discutată dispozitivele electronice de tip tiristor, deoarece nu au nici un domeniu de funcționare liniară.

La performanțe comparabile, circuitele realizate cu amplificatoare integrate sînt mai simple decît cele cu tranzistoare. Ca urmare, înțelegerea primelor este și ea mai simplă. Din acest motiv, în prima parte a capitolului prezentăm circuitele cu amplificatoare integrate, iar în partea a doua, circuitele cu tranzistoare. În partea a treia prezentăm cîteva circuite realizate cu componente din ambele categorii.

A. CIRCUITE CU AMPLIFICATOARE INTEGRATE (AO, AN)

Analog cu componentele de tip D, interacțiunea dintre o componentă electronică comandată și circuitul în care se află conectată are loc pe la porțile componentei; descrierea proprietăților la porțile amplificatoarelor integrate face obiectul primului paragraf. În para-

Scanned with OKEN Scanner

graful al doilea prezentăm principiile de funcționare ale circuitelor liniare de bază cu amplificatoare integrate, iar în paragraful al treilea, care încheie prima parte a capitolului, prezentăm principiile circuitelor de comparare.

7.1. COMPORTAREA AMPLIFICATOARELOR INTEGRATE

Privită la porțile sale, comportarea unei componente comandate este caracterizată de două tipuri de relații: relații de tip uniport, între tensiunea și curentul la una dintre porți (caracteristici de intrare, respectiv de ieșire), și relații de tip diport, între două semnale la două porți diferite (caracteristici de transfer direct, respectiv de transfer invers). În cazul amplificatoarelor integrate cele mai importante sînt caracteristicile de ieșire și de transfer direct.

7.1.1. CARACTERISTICI STATICE ȘI PARAMETRI

1° *Amplificatorul operațional* (AO). În figura 7.1, *a* este redat simbolul geometric al AO, împreună cu denumirile celor cinci borne principale. Se observă că AO *nu are bornă de masă.*

În figura 7.1, *b* este arătat modul de conectare în circuit a AO. Pentru alimentarea lui sînt necesare două surse de tensiune continuă legate în serie și avînd valorile absolute V_+ și V_-. De cele mai multe ori $V_+ = V_- =: V_{ALI}$; o valoare tipică este $V_{ALI} = 15$ V.

După cum se vede, punctul comun celor două surse de alimentare joacă rolul de punct de masă, astfel că toate tensiunile la bornele AO sînt măsurate față de el. Rezultă că, pe lîngă porțile de alimen-

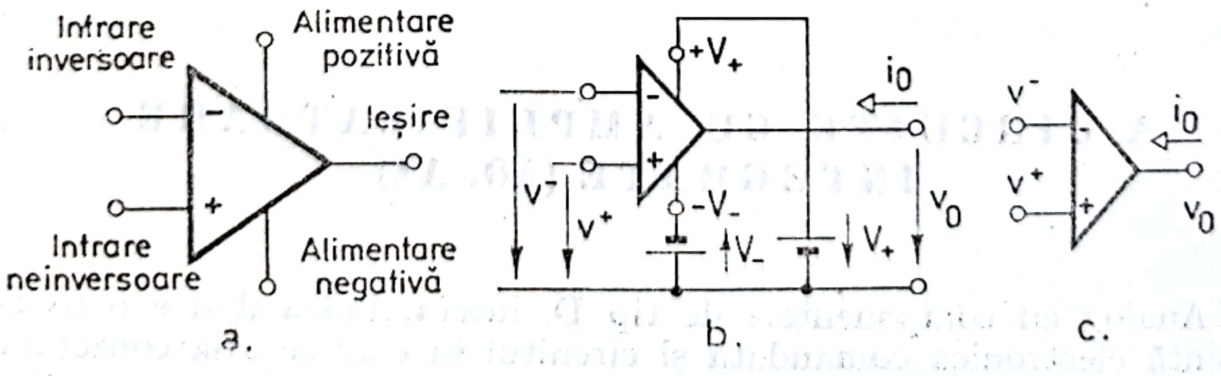


Fig. 7.1. Amplificatorul operațional (AO): *a* — simbolul geometric cu cele cinci borne principale; *b* — conectarea în circuit; *c* — simbolul geometric cu trei borne.

tare, AO are trei porți (este deci un triport), două de comandă sau de intrare, la care se aplică tensiunile v^- și v^+ și una comandată sau de ieșire, la care se obține tensiunea v_0.

Atunci cînd interesează numai trecerea semnalului purtător de informație, AO se reprezintă numai cu trei borne (figura 7.1, *c*), omițîndu-se cele două borne de alimentare. De asemenea, se omite și punctul de masă, a cărui existență trebuie însă totdeauna să fie presupusă.

Cele două tensiuni de intrare ale AO comandă tensiunea lui de ieșire nu fiecare în parte ci numai prin diferența lor v_D:

$$v_D =: v^+ - v^-. \tag{7.1}$$

Dacă neglijăm anumite proprietăți secundare (și nedorite) ale AO, caracteristicile lui de ieșire au forma din figura 7.2, *a*, iar caracteristica de transfer direct tensiune-tensiune are forma din figura 7.2, *b*. Caracteristicile de ieșire sînt reprezentate numai pentru regiunea liniară de funcționare și arată că AO se comportă ca o SCL de tip CVV în această regiune.

Din caracteristica statică de transfer rezultă domeniul de valori ale tensiunii v_D corespunzător regiunii liniare:

$$V_{OL}/a < v_D < V_{OH}/a. \tag{7.2}$$

Mărimea reală pozitivă *a*, numită *amplificarea (în tensiune) a* AO, este panta caracteristicii statice în regiunea liniară de funcționare; uzual $a = 10^4 \ldots 10^6$. Mărimea reală pozitivă V_{OH} este valoarea

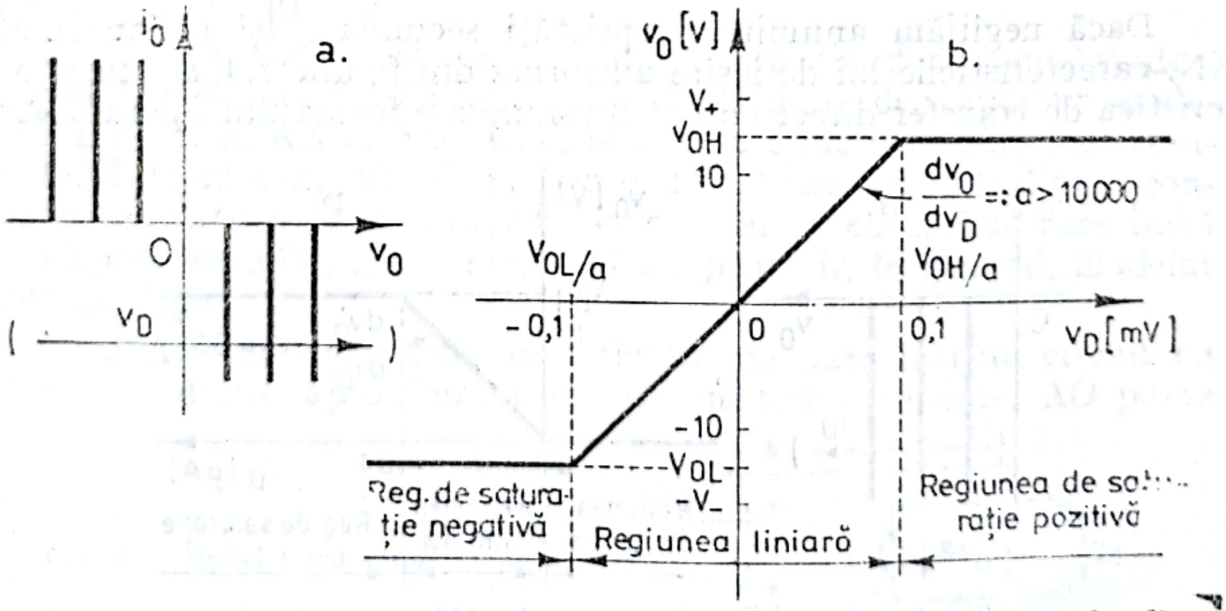


Fig. 7.2. **Caracteristici statice ale AO:** *a* **— de ieșire;** *b* **— de transfer direct tensiune-tensiune.**

Scanned with OKEN Scanner

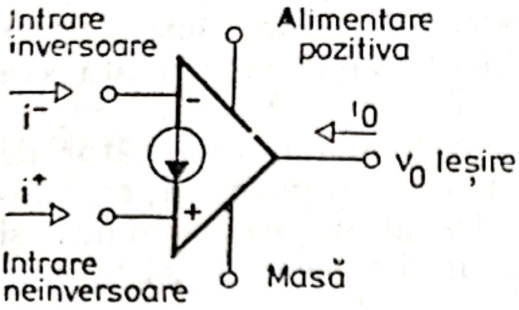


Fig. 7.3. Simbolul goemetric al amplificatorului Norton (AN).

limită superioară a tensiunii de ieșire, corespunzătoare *regiunii de saturație pozitivă*, iar mărimea reală negativă V_{OL} este valoarea limită inferioară a tensiunii de ieșire, corespunzătoare *regiunii de saturație negativă*. (Indicele H este inițiala cuvîntului englezesc *high* — înalt, iar L este inițiala cuvîntului englezesc *low* — jos.) De regulă, V_{OH} este cu 1 ... 3 V mai mică decît V_+ iar $|V_{OL}|$ este cu 1...3V mai mică decît V_-. Dacă $V_+ = V_- =: V_{ALI}$ și se lucrează într-o primă aproximație, se poate admite că $V_{OH} = -V_{OL} = V_{ALI}$.

2° *Amplificatorul Norton* (AN). În figura 7.3 este dat simbolul geometric al AN, împreună cu denumirile bornelor. Se observă că AN are o bornă de masă și necesită o singură sursă de alimentare. Ca și în cazul AO, dacă interesează numai trecerea semnalului purtător de informație, AN se reprezintă cu trei borne, cele două de intrare și borna de ieșire.

Spre deosebire de AO, semnalele aplicate la cele două borne de intrare ale AN sînt curenți (i^- și i^+); semnalul de ieșire este însă tot o tensiune, v_o.

Analog cu AO, cei doi curenți de intrare ai AN comandă tensiunea lui de ieșire nu fiecare în parte, ci numai prin diferența lor i_D:

$$i_D =: i^+ - i^-. \tag{7.3}$$

Dacă neglijăm anumite proprietăți secundare (și nedorite) ale AN, caracteristicile lui de ieșire au forma din figura 7.4, *a*, iar caracteristica de transfer direct curent-tensiune are forma din figura 7.4, *b*.

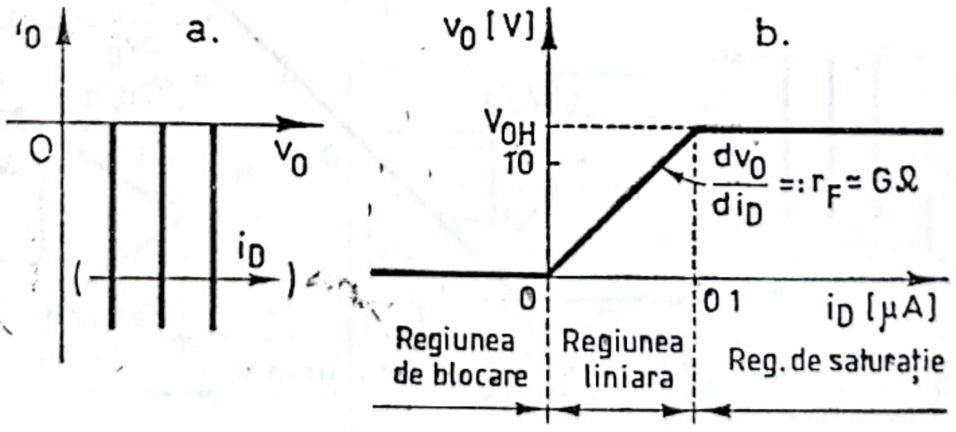


Fig. 7.4. Caracteristici statice ale AN: *a* — de ieșire; *b* — de transfer direct curent-tensiune.

Caracteristicile de ieşire sînt reprezentate numai pentru regiunea liniară de funcţionare şi arată că AN se comportă ca o SCL de tip CIV în această regiune.

Din caracteristica statică de transfer rezultă domeniul de valori ale curentului i_D corespunzător regiunii liniare:

$$0 < i_D < V_{OH}/r_F. \tag{7.4}$$

Mărimea reală pozitivă r_F numită *amplificarea transrezistenţă a* AN, este panta caracteristicii statice în regiunea liniară de funcţionare; uzual r_F are valori de ordinul gigaohmilor. Valoarea limită superioară V_{OH} a tensiunii de ieşire defineşte *regiunea de saturaţie*, iar valoarea limită inferioară $V_{OL} = 0$ defineşte *regiunea de blocare*. Se constată că forma geometrică a caracteristicii de transfer a AN este aceeaşi ca la AO, dar semnalele de comandă şi de ieşire nu pot lua decît valori pozitive.

Menţionăm că valorile tipice ale curenţilor de intrare i^- şi i^+ sînt de 10 ... 50 μA în regiunea liniară de funcţionare.

Amplificatoarele operaţionale de uz general produse de IPRS Băneasa au indicativele βA 709 şi βA 741, iar amplificatorul Norton produs de aceeaşi întreprindere are indicativul βM 3900 (sînt integrate patru AN în aceeaşi capsulă).

7.1.2. MODELE ELECTRICE (SCHEME ECHIVALENTE) ALE AO ŞI AN

Ne referim *numai la regiunea liniară* de funcţionare, în care sînt valabile modele liniare.

Din forma caracteristicilor statice rezultă direct că modelul ideal liniar al AO este un CVV (figura 7.5). În schimb, deşi aparent modelul ideal liniar al AN este un CIV, în realitate lucrurile sînt mai complicate. Într-adevăr, cele două borne de intrare nu îndeplinesc condiţia necesară pentru a forma o poartă (suma curenţilor care intră prin ele este nenulă), astfel încît AN nu poate fi, în general, modelat printr-un diport.

Dacă AO este folosit ca amplificator de bază într-un circuit cu RN şi se admite aproximaţia reacţiei negative infinite, AO poate

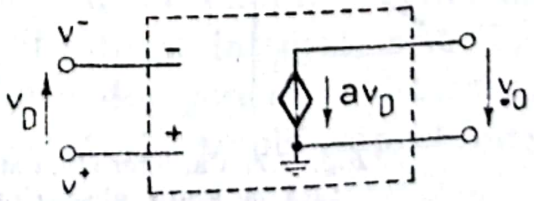


Fig. 7.5. Model ideal liniar al AO.

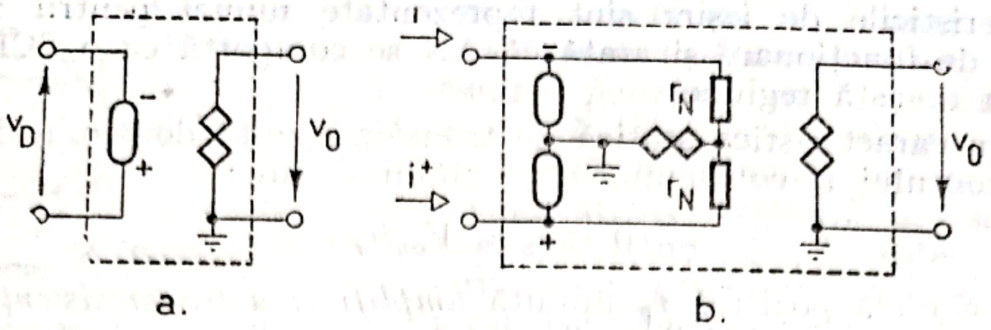


Fig. 7.6. Modele ideale (patologice) ale: *a* — AO; *b* — AN. (Sînt valabile numai în cazul folosirii lor ca amplificatoare de bază într-un circuit cu RN infinită.)

fi modelat printr-un nulor (figura 7.6, *a*). În aceleaşi condiţii, AN poate fi modelat printr-o schemă cu două nuloare şi două rezistenţe (figura 7.6, *b*).

7.1.3. ROLURILE AO ŞI AN ÎN CIRCUIT

În cazul folosirii AO în regiunea liniară de funcţionare, deci în cazul că tensiunea de comandă v_D ia valori care satisfac dubla inegalitate (7.2), este convenabil să mărim scara absciselor în reprezentarea caracteristicii statice de transfer date în figura 7.2, *b*. Se obţine astfel forma din figura 7.7, *a*.

Dacă tensiunea de comandă v_D ia valori mult mai mari decît cele care satisfac condiţia (7.27), este necesar să micşorăm scara absciselor, obţinînd forma din figura 7.7, *b*. Segmentul de dreaptă corespunzător regiunii liniare de funcţionare este aici aproape confundat

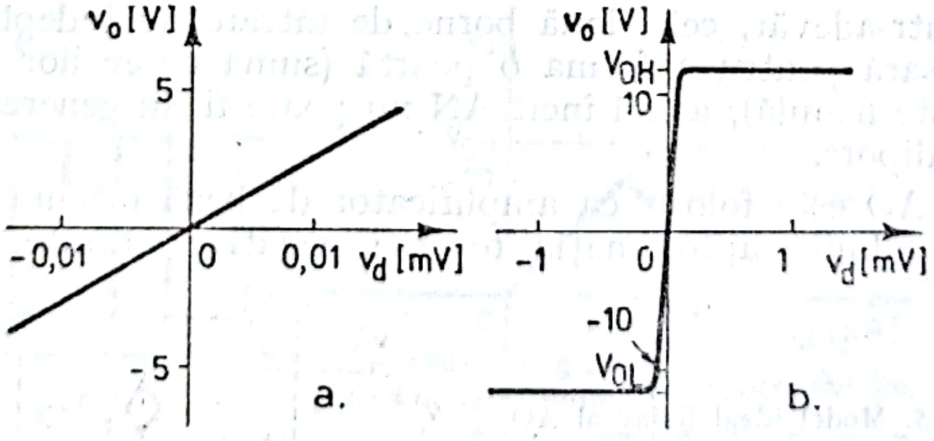


Fig. 7.7. Caracteristica statică de transfer a AO reprezentată la scara absciselor: *a* — mărită; *b* — micşorată.

cu axa ordonatelor. AO se află deci practic tot timpul în starea de saturație de aceeași polaritate cu tensiunea de comandă și trece dintr-o stare de saturație în cealaltă cînd tensiunea de comandă își schimbă semnul.

Observație. În absența excitației tensiunile de comandă și de ieșire sînt nule, deci valorile lor statice sînt egale cu zero; de aceea, în locul notațiilor generice v_d și v_o se pot folosi notațiile pentru componentele variabile v_d și v_o, ca în figura 7.7.

Cele două forme ale caracteristicii statice a AO, arătate în figura 7.7, ilustrează cele două roluri pe care le poate juca AO în circuit:

— SCL de tip CVV;

— element de comutare comandat, adică element care comută tensiunea de ieșire între două valori mult diferite, sub comanda unei tensiuni aplicate la intrare (sub comanda diferenței potențialelor aplicate celor două borne de intrare).

O discuție analoagă cu cea de mai sus se poate face și pentru AN, ajungîndu-se la concluzia că AN poate juca două roluri similare cu ale AO:

— SCL de tip CIV;

— element de comutare, comandat de diferența *curenților* injectați în cele două borne de intrare.

7.2. CIRCUITE LINIARE CU AMPLIFICATOARE INTEGRATE

Amplificatoarele integrate utilizate cu rol de SCL sînt folosite întotdeauna ca amplificatoare de bază în circuite cu reacție negativă. Pe de o parte, se profită astfel de toate avantajele reacției negative, iar pe de altă parte, dezavantajul micșorării amplificării prin introducerea unei RN este nesemnificativ, deoarece amplificarea unui amplificator integrat fără reacție este extraordinar de mare.

Un circuit cu amplificator integrat și RN poate fi:

— liniar, dacă toate componentele determinante pentru funcționarea circuitului, conectate la amplificatorul integrat, sînt liniare;

— neliniar, dacă cel puțin una dintre componentele determinante pentru funcționarea circuitului, conectate la amplificatorul integrat, este neliniară.

Scanned with OKEN Scanner

7.2.1. STRUCTURA DE BAZĂ A CIRCUITELOR LINIARE CU AMPLIFICATOARE INTEGRATE

Cel mai simplu mod de a realiza un circuit cu amplificator integrat și RN constă în conectarea unei rezistențe între ieșirea amplificatorului și intrarea lui inversoare; se obține structura de bază a circuitelor liniare cu amplificatoare integrate.

În cazul folosirii AO, valorile statice fiind nule, intervin numai variațiile de semnal (figura 7.8, *a*). Dacă admitem că RN este infinită, AO poate fi modelat printr-un nulor, obținîndu-se schema echivalentă din figura 7,8, *b*. Deoarece tensiunea la bornele nulatorului este zero, rezultă

$$v^- = v^+. \tag{7.5}$$

Deoarece curentul prin nulator este și el zero, rezultă că întreg curentul i_i^- străbate rezistența de reacție R. Aplicînd acestei rezistențe legea lui Ohm, obținem

$$v_o = v^- - Ri_i^-. \tag{7.6}$$

Înlocuind aici relația (7.5), obținem forma finală a ecuației fundamentale a structurii

$$v_o = v^+ - Ri_i^-. \tag{7.7}$$

Tensiunea de ieșire este determinată de potențialul intrării neinversoare și de curentul de intrare i_i^- spre nodul intrării inversoare.

Se constată că structura de bază cu AO are proprietăți de conversie tensiune-tensiune față de intrarea neinversoare și proprietăți de conversie curent-tensiune față de intrarea inversoare. Este însă posibilă o conversie tensiune-tensiune și față de intrarea inversoare,

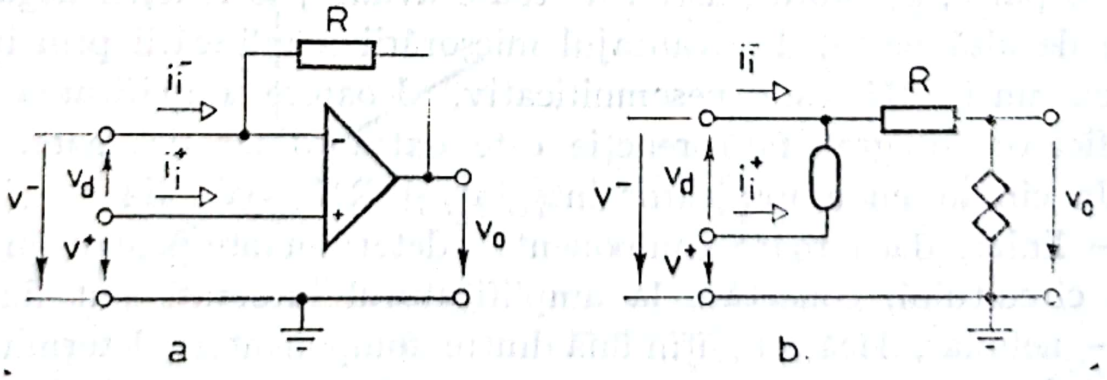


Fig. 7.8. **Structura de bază a circuitelor liniare cu AO:** *a* **— schema principială;** *b* **— schema echivalentă în ipoteza RN infinite.**

Scanned with OKEN Scanner

cu condiția unei preconversii a tensiunii de intrare într-un curent, cu ajutorul unei a doua rezistențe (vezi, de exemplu, secțiunea următoare).

Structura de bază a circuitelor liniare cu AO și RN poate fi folosită atît pentru excitații alternative, cît și pentru excitații continue.

În cazul structurii de bază cu AN valorile statice pot să nu fie nule; folosim deci notațiile pentru valorile momentane totale ale semnalelor (figura 7.9).

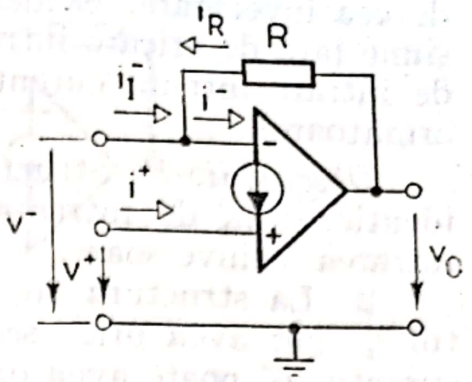


Fig. 7.9. Structura de bază a circuitelor liniare cu AN.

Reamintim că la poarta de intrare AO și AN sînt duale unul altuia (AO este comandat prin diferență de tensiuni iar AN prin diferență de curenți). Cu toate acestea, funcționarea structurii de bază cu AN nu este dual funcționării structurii de bază cu AO, deoarece semnalul de ieșire este același la AN și la AO, iar topologia structurii de bază este și ea aceeași în cele două cazuri.

Dacă admitem că RN este infinită, rezultă egalitatea dintre curentul care intră în borna inversoare și cel care intră în borna neinversoare

$$i^- = i^+. \tag{7.8}$$

Potențialele față de masă ale bornelor de intrare, v^- și v^+, sînt tensiunile de polarizare directă a joncțiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor de intrare în AN, egale cu aproximativ 0,5 V. Neglijînd aceste potențiale,

$$v^- = v^+ = 0, \tag{7.9}$$

legea lui Ohm pentru rezistența R se scrie

$$v_o = Ri_R. \tag{7.10}$$

Dacă exprimăm curentul i_R în funcție de curenții i_I^- și i^-, iar pentru i^- folosim egalitatea (7.8), obținem forma finală a ecuației fundamentale a structurii

$$v_o = Ri^+ - Ri_I^- \tag{7.11}$$

Tensiunea de ieșire este determinată de curentul care intră în borna neinversoare și de curentul de intrare i_I^- spre nodul intrării inversoare.

Se constată că structura de bază cu AN are proprietăți de conversie curent-tensiune atît față de intrarea neinversoare cît și față

Scanned with OKEN Scanner

de cea inversoare. Evident, este posibilă și o conversie tensiune-tensiune față de oricare intrare, cu condiția unei preconversii a tensiunii de intrare într-un curent, folosind încă o rezistență (vezi secțiunile următoare).

Observații. 1° Structura cu AO și cea cu AN au comportări identice față de intrarea inversoare și comportări diferite față de intrarea neinversoare.

2° La structura cu AO tensiunile de intrare $v^- = v^+$ și curentul i_i^- pot avea orice semn, în timp ce la structura cu AN numai curentul i_I^- poate avea orice semn; curentul i^+ trebuie să fie pozitiv (ca și curentul i^-).

Interconectarea structurii de bază cu sursele de excitație se poate face în trei moduri diferite, pe care le numim *conexiuni:* conexiunea inversoare, conexiunea neinversoare și conexiunea diferențială. Utilizarea cea mai frecventă a tuturor conexiunilor este pentru amplificarea tensiunii, dar ele pot avea și alte destinații: circuite de calcul analogic (integrare, adunare, scădere, derivare etc.), circuite tampon ș.a.

Așa cum se obișnuiește în literatură [1], [2], vom prezenta la început forma cea mai simplă a fiecărei conexiuni, formă destinată amplificării tensiunii. În prealabil discutăm însă problema polarizării AN.

7.2.2. POLARIZAREA AN

Din ecuația fundamentală a structurii de bază cu AN rezultă că tensiunea de ieșire a circuitului este nulă pentru curenți de intrare nuli, $i^+ = i_I^- = 0$. Deoarece AN poate furniza numai tensiuni de ieșire pozitive, înseamnă că circuitul răspunde numai la excitații care produc o variație pozitivă a tensiunii de ieșire. Pentru a evita această limitare, se polarizează de obicei AN astfel încît valoarea statică a tensiunii de ieșire să fie $V_o > 0$. Soluția generală constă în completarea structurii de bază cu o sursă de tensiune continuă de polarizare V_{POL} în serie cu o rezistență R_{POL}, ultima avînd rolul de a converti tensiunea într-un curent; întregul grup este conectat la intrarea neinversoare (figura 7.10, *a*).

Deoarece în aplicațiile uzuale tensiunile V_o și V_{POL} au valori mult mai mari decît 0,5 V [3], [4], putem considera, cu erori admisibile, că relația (7.9) este valabilă și în regim static. Din ecuația fundamentală (7.11) rezultă atunci

$$V_o = RG_{POL}V_{POL}. \tag{7.12}$$

Scanned with OKEN Scanner

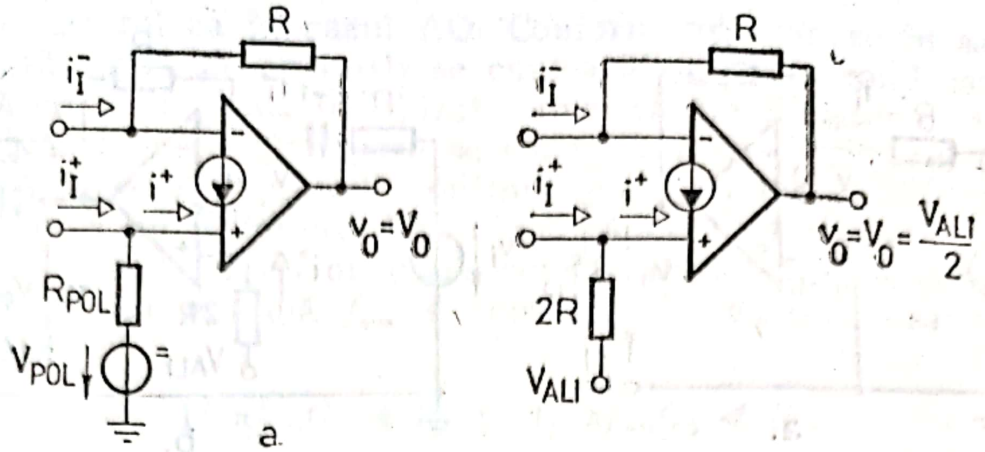


Fig. 7.10. Polarizarea AN: *a* — schema generală; *b* — schema particulară uzuală.

De obicei se foloseşte ca tensiune de polarizare tensiunea de alimentare V_{ALI} şi se alege $V_o = V_{ALI}/2$ (figura 7.10, *b*); din relaţia (7.12) decurge

$$R_{POL} = 2R. \tag{7.13}$$

Pentru ca folosirea egalităţii (7.8) la calculul regimului static să nu introducă erori prea mari, trebuie ca valorile curenţilor statici de intrare, I^- şi I^+, să fie mult mai mari decît cea mai mare valoare permisă pentru diferenţa lor, i_D, în regim liniar — relaţia (7.4) —. Valori tipice sînt, $i_D = 30$ nA şi $I^- = I^+ = 30$ μA.

La valori ale tensiunii de alimentare de ordinul zecilor de volţi, rezultă că rezistenţele R şi R_{POL} pot fi cel mult de ordinul megaohmilor; valori tipice sînt $R = 1$ MΩ şi $R_{POL} = 2$ MΩ.

Este necesar ca polarizarea AN să nu fie influenţată de sursele de excitaţie care se conectează la intrarea structurii de bază; în acest scop, ele se cuplează prin condensatoare, care blochează transmiterea semnalului continuu. Ca urmare, circuitele liniare cu AN nu pot fi folosite pentru excitaţii continue, ci numai pentru excitaţii alternative.

7.2.3. CONEXIUNEA INVERSOARE

Conexiunea inversoare a structurii de bază cu AO se obţine scurtcircuitînd la masă borna neinversoare şi aplicînd între masă şi borna inversoare a structurii sursa de tensiune de excitaţie în serie cu o rezistenţă R^- (figura 7.11, *a*). Rezistenţa R^- realizează conversia tensiunii v_i într-un curent. Anume, din egalităţile

$$v^- = v^+ = 0 \tag{7.14}$$

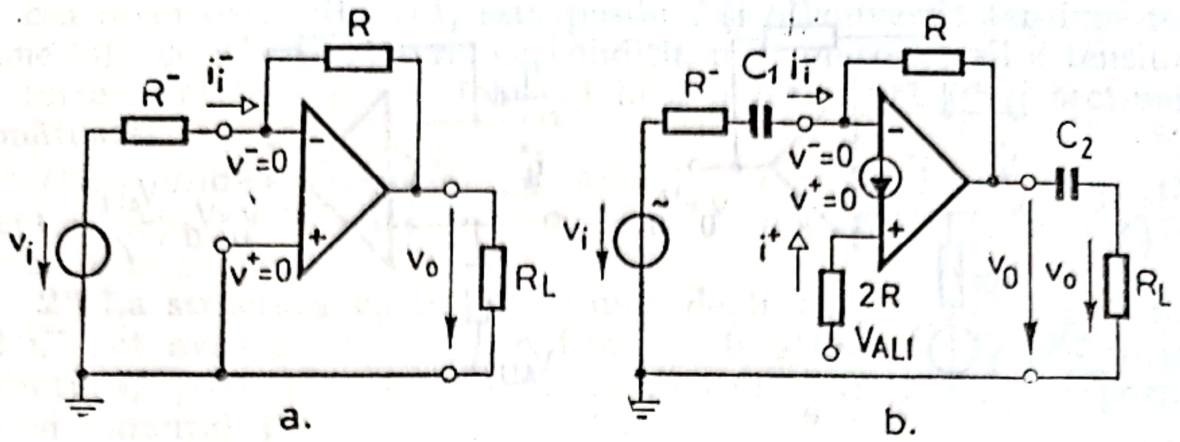


Fig. 7.11. Conexiunea inversoare a structurii de bază: *a* — cu AO; *b* — cu AN.

rezultă

$$i_i^- = G^- v_i. \tag{7.15}$$

Ecuația fundamentală (7.7) ia forma

$$v_o = -RG^- v_i, \tag{7.16}$$

de unde

$$A_v =: v_o/v_i = -RG^-. \tag{7.17}$$

Amplificarea în tensiune a conexiunii inversoare este deci negativă (circuitul inversează semnul) și, în ipoteza RN infinite, proporțională cu produsul RG^-. Dacă se menține G^- constantă și se variază R de la zero la infinit, amplificarea variază de la zero la minus infinit.

Deoarece borna inversoare a AO (nu a structurii!) are potențialul nul, dar nu este scurtcircuitată la masă, ea se numește *bornă de masă virtuală*.

Se constată ușor că rezistența de intrare a conexiunii este egală cu R^-, iar rezistența de ieșire este zero.

În cazul abandonării ipotezei simplificatoare a RN infinite, proprietățile conexiunii vor fi influențate de proprietățile reale ale AO: amplificare în tensiune finită, rezistență de intrare finită, rezistență de ieșire nenulă etc. Deducerea relațiilor corectate se poate face cu ajutorul teoriei reacției, ținînd seama de faptul că circuitul are o reacție cu configurația paralel-paralel. (Trebuie considerat că rezistența R^- aparține sursei de excitație.)

Conexiunea inversoare a structurii de bază cu AN se obține lăsînd în gol borna neinversoare (la care este însă legat circuitul de polarizare) și aplicînd între masă și borna inversoare a structurii sursa de tensiune de excitație în serie cu o rezistență R^- (figura 7.11, *b*), care

joacă același rol ca în cazul AO. Conform celor spuse în secțiunea precedentă, sursa de excitație se cuplează printr-un condensator C_1, astfel că circuitul poate fi utilizat numai ca amplificator de tensiune alternativă. În serie cu ieșirea se conectează condensatorul C_2, care blochează trecerea tensiunii continue spre sarcină.

Pentru a nu introduce defazaje și căderi de tensiune alternativă nedorite, capacitățile celor două condensatoare trebuie alese astfel ca la frecvența minimă f_{min} a tensiunii de excitație să satisfacă inegalitățile

$$1/2\pi f_{min} C_1 \ll R^-; \quad 1/2\pi f_{min} C_2 \ll R_L. \tag{7.18}$$

Ca urmare, schema echivalentă pentru variații se poate obține înlocuind cele două capacități prin scurtcircuite.

În aceste condiții, componenta alternativă i_i^- a curentului spre nodul bornei inversoare are expresia

$$i_i^- = G^- v_i. \tag{7.19}$$

Pentru variații de semnal, ecuația fundamentală (7.11) ia forma

$$v_o = -RG^- v_i, \tag{7.20}$$

deoarece componenta alternativă a curentului i^+ este zero. Expresia obținută este identică cu relația (7.16), valabilă pentru structura cu AO.

Pornind de la conexiunea inversoare se pot obține o serie de circuite inversoare cu proprietăți foarte utile în practică. Dăm aici cîteva exemple care folosesc AO.

Dacă adăugăm la borna inversoare a structurii de bază încă un număr de laturi formate fiecare dintr-o sursă de tensiune înseriată cu o rezistență, rezultă schema din figura 7.12. Datorită proprietății de bornă virtuală de masă a intrării inversoare în AO, curenții i_k nu depind unul de altul;

$$i_k = G_k v_k. \tag{7.21}$$

Curentul de intrare în borna inversoare a structurii este acum suma acestor curenți,

$$i_i^- = \sum_{k=1}^{n} i_k, \tag{7.22}$$

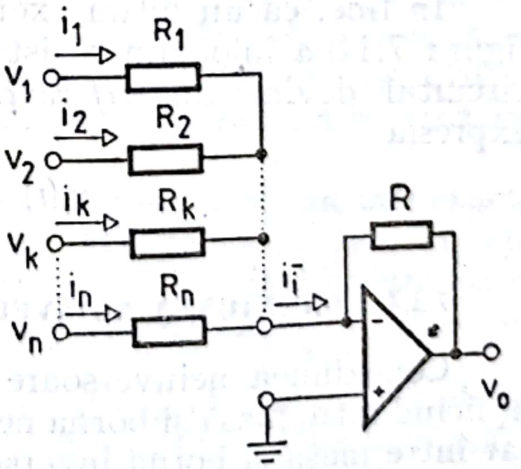


Fig. 7.12. Sumator-inversor cu AO.

astfel că tensiunea de ieşire are expresia

$$v_o = -R \sum_{k=1}^{n} G_k v_k. \tag{7.23}$$

Circuitul este un *sumator-inversor*, fiecare tensiune de intrare v_k fiind ponderată cu un factor RG_k.

Datorită relaţiei (7.22), care arată că la borna inversoare apare suma curenţilor de intrare, această bornă se numeşte *punct de însumare*.

Exemplul 7.1. Se cere să proiectăm un sumator-inversor cu trei intrări, avînd următoarele date iniţiale: rezistenţa de reacţie $R = 10$ kiloohmi; coeficienţii celor trei tensiuni egali toţi cu 10; rezistenţele de ieşire ale surselor de excitaţie $R_{s1} = 100$ ohmi, $R_{s2} = 150$ ohmi şi $R_{s3} = 200$ ohmi.

Este necesar să determinăm valorile rezistenţelor care trebuie legate între ieşirile celor trei surse şi punctul de însumare.

Înlocuind valorile coeficienţilor în relaţia (7.23), obţinem $RG_1 = RG_2 = RG_3 = 10$; deoarece $R = 10$ kiloohmi, obţinem $G_1 = G_2 = G_3 = 1$ mS sau $R_1 = R_2 = R_3 = 1$ kiloohm. Dacă notăm cu R'_k rezistenţele ce trebuie legate între ieşirile surselor şi punctul de însumare, din relaţiile $R_k = R'_k + R_{sk}$ rezultă $R'_1 = 900$ ohmi, $R'_2 = 850$ ohmi şi $R'_3 = 800$ ohmi.

Dacă la conexiunea inversoare din figura 7.11, *a* înlocuim rezistenţa R de reacţie cu o capacitate C, circuitul devine un *integrator-inversor*: tensiunea de ieşire are expresia

$$v_o(t) = \frac{1}{R^- C} \int_0^t v_i(\alpha)\, d\alpha + v_o(0). \tag{7.24}$$

Dacă la acest circuit adăugăm mai multe laturi de intrare, obţinem un *sumator-integrator-inversor*.

În fine, ca un ultim exemplu, dacă la conexiunea inversoare din figura 7.11, *a* înlocuim rezistenţa R^- de intrare cu o capacitate C^-, circuitul devine un *diferenţiator-inversor*: tensiunea de ieşire are expresia

$$v_o(t) = -RC^- \frac{dv_i(t)}{dt}. \tag{7.25}$$

7.2.4. CONEXIUNEA NEINVERSOARE

Conexiunea neinversoare a structurii de bază cu AO se obţine aplicînd între masă şi borna neinversoare sursa de tensiune de excitaţie, iar între masă şi borna inversoare a structurii o rezistenţă R^- (figura 7.13, *a*).

Scanned with OKEN Scanner

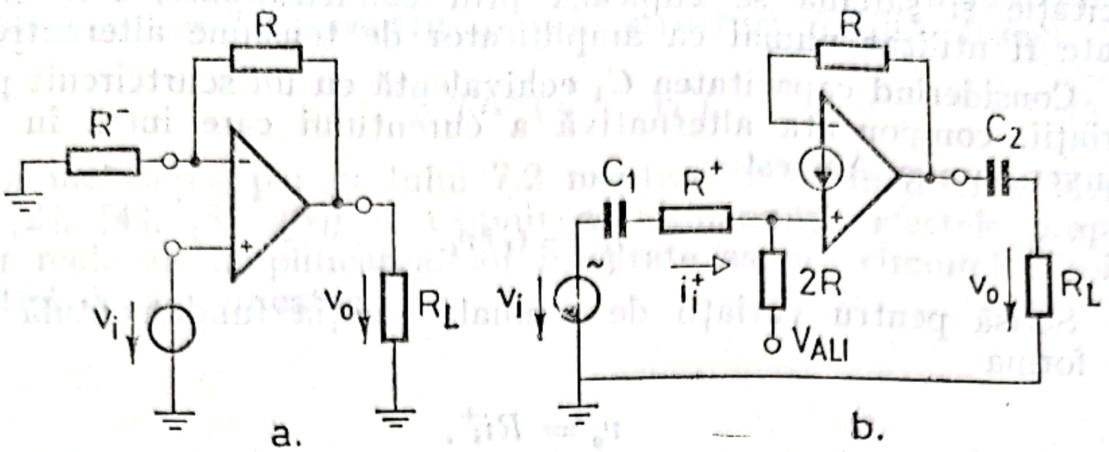


Fig. 7.13. Conexiunea neinversoare a structurii de bază: *a* — cu AO; *b* — cu AN.

În ipoteza modelării AO printr-un nulor se obține ușor

$$v_e = (1 + RG^-)v_i, \tag{7.26}$$

și

$$A_e =: v_e/v_i = (1 + RG^-) \tag{7.27}$$

Amplificarea în tensiune a conexiunii neinversoare este deci pozitivă (circuitul păstrează neschimbat semnul) și, în ipoteza RN infinite, egală cel puțin cu unitatea. Rezistența de intrare a conexiunii este infinită, iar rezistența de ieșire este nulă.

Dacă produsul RG^- este egal cu zero, relația (7.27) arată că amplificarea este unitară; circuitul se numește în acest caz *repetor de tensiune*, deoarece repetă la ieșire tensiunea aplicată la intrare. Însă, în timp ce sursa v_i nu debitează curent, sarcina R_L poate absorbi un curent important furnizat de AO. Repetorul de tensiune se folosește ca etaj tampon, care prezintă la intrarea sa o rezistență infinită, independentă de valoarea rezistenței de sarcină legată la ieșirea sa.

Produsul RG^- este nul fie dacă numai unul dintre factorii lui este nul, fie dacă amîndoi sînt nuli. În ultimul caz rezultă schema cea mai simplă.

Ca și în cazul conexiunii inversoare, deducerea relațiilor mai exacte, care țin seama de proprietățile reale ale AO, se poate face cu ajutorul teoriei reacției; configurația circuitului este însă acum serie-paralel. (Rezistențele R și R^-, care formează un divizor de tensiune, alcătuiesc aici calea de reacție.)

Conexiunea neinversoare a structurii de bază cu AN se obține lăsînd în gol borna inversoare a structurii și aplicînd între masă și borna neinversoare sursa de tensiune de excitație în serie cu o rezistență R^+ (figura 7.13, *b*). Ca și la conexiunea inversoare, sursa de

Scanned with OKEN Scanner

excitație și sarcina se cuplează prin condensatoare, deci circuitul poate fi utilizat numai ca amplificator de tensiune alternativă.

Considerînd capacitatea C_1 echivalentă cu un scurtcircuit pentru variații, componenta alternativă a curentului care intră în borna neinversoare a AN este

$$i_i^+ = G^+ v_i. \tag{7.28}$$

Scrisă pentru variații de semnal, ecuația fundamentală (7.11) are forma

$$v_o = R i_i^+, \tag{7.29}$$

deoarece componenta alternativă a curentului i^+ este i_i^+, iar a curentului i_i^- este zero.

Înlocuind expresia curentului de intrare în ultima relație, obținem forma finală a tensiunii de ieșire și expresia amplificării în tensiune

$$v_o = RG^+ v_i, \tag{7.30}$$

$$A_v =: v_o/v_i = RG^+. \tag{7.31}$$

Rezultatele diferă de cele obținute pentru conexiunea neinversoare cu AO.

7.2.5. CONEXIUNEA DIFERENȚIALĂ

Dacă se aplică surse de excitație la ambele intrări ale structurii de bază, se obține conexiunea diferențială. Ea furnizează la ieșire o tensiune egală cu diferența ponderată a celor două tensiuni de excitație. Expresia tensiunii de ieșire se poate deduce folosind metoda suprapunerii efectelor, prin care circuitul se reduce pe rînd la conexiunea inversoare și la cea neinversoare. Pentru conexiunea diferențială cu AO, respectiv cu AN, expresiile sînt

$$v_o = (1 + RG^-) v_i^+ - RG^- v_i^-, \tag{7.32}$$

$$v_o = RG^+ v_i^+ - RG^- v_i^-. \tag{7.33}$$

(Am notat cu v_i^+ și v_i^- tensiunile aplicate respectiv la intrarea neinversoare și la cea inversoare ale structurii.)

Dacă se cere ca tensiunea de ieșire să fie proporțională cu diferența neponderată $(v_i^+ - v_i^-)$, la structura cu AO trebuie ca tensiunea v_i^+ să se aplice printr-un divizor de tensiune avînd factorul de divi-

Scanned with OKEN Scanner

zare egal cu $RG^-/(1 + RG^-)$, iar la structura cu AN trebuie realizată egalitatea $R^+ = R^-$; pentru ambele structuri rezultă atunci

$$v_o = RG^-(v_i^+ - v_i^-). \tag{7.34}$$

În încheierea paragrafului 7.2 menționăm că în diferite lucrări ([1], [2], [4], [5], [6]) se examinează amănunțit efectele proprietăților reale ale amplificatoarelor integrate asupra circuitelor liniare cu astfel de amplificatoare.

7.3. CIRCUITE DE COMPARARE REALIZATE CU AMPLIFICATOARE INTEGRATE

Un circuit de comparare este un circuit care indică starea relativă a două tensiuni aplicate la intrare. Dacă una dintre ele este o tensiune de referință, iar cealaltă este o tensiune necunoscută, tensiunea de ieșire din comparator va lua una sau alta dintre două valori mult diferite, după cum tensiunea necunoscută este mai mare sau mai mică decît tensiunea de referință. În esență, un circuit de comparare se reduce la un element de comutare comandat de diferența dintre două tensiuni.

Am arătat în secțiunea 7.1.3 că un AO poate juca un astfel de rol. Tot acolo am arătat că și AN poate juca rol de element de comutare comandat, însă la el semnalul de comandă este diferența dintre *doi curenți*. De aceea, realizarea unui circuit de comparare cu AN cere conversia prealabilă a tensiunilor de comparat în curenți, cu ajutorul unor rezistențe legate între sursele de tensiune și intrările AN.

În caracteristica statică de transfer a unui AO folosit drept comparator trebuie ca regiunea liniară să apară practic verticală (figura 7.7, *b*), pentru a nu exista valori ale tensiunii de ieșire cuprinse între V_{OL} și V_{OH}. Această condiție este satisfăcută fără nici o dificultate, deoarece tensiunile care se compară sînt, de obicei, cel puțin de ordinul volților, iar domeniul de valori al diferenței v_D corespunzător regiunii liniare este mai mic de 1 milivolt. Ca urmare, schemele cele mai simple de comparatoare cu AO sînt AO fără reacție.

În principiu este posibilă și folosirea structurii de bază cu AO și RN drept circuit de comparare. Deoarece RN micșorează însă de Δ ori tensiunea care ajunge efectiv la intrarea AO, realizarea condiției de mai sus este posibilă numai pentru tensiuni de comparat de

Scanned with OKEN Scanner

Δ ori mai mari decît în cazul AO fără reacţie, lucru indezirabil (Δ este determinantul reacţiei). De aceea, nu se utilizează circuite de comparare cu AO şi RN.

În schimb, folosirea AO cu RP este avantajoasă, deoarece RP măreşte tensiunea care se aplică efectiv la intrarea AO.

O discuţie analoagă se poate face pentru comparatoarele realizate cu AN.

În paragraful de faţă prezentăm comparatoarele fără reacţie. Ele pot fi cu intrare diferenţială, dacă tensiunea de referinţă şi tensiunea necunoscută se aplică fiecare la altă bornă de intrare, sau cu o singură intrare, dacă pentru cele două tensiuni se foloseşte o singură bornă. Comparatoarele pot fi neinversoare sau inversoare, după cum tensiunea necunoscută se aplică la intrarea neinversoare sau la cea inversoare.

Deoarece comparatoarele cu RP fac parte din clasa circuitelor basculante, ele sînt prezentate în secţiunea 8.2.2, dedicată acestei clase.

7.3.1. COMPARATOARE SIMPLE

Comparatorul cu intrare diferenţială, realizat cu AO, coincide cu însuşi amplificatorul operaţional. În exemplul din figura 7.14, *a* tensiunea de referinţă V_{REF} se aplică la intrarea inversoare, iar tensiunea necunoscută v_i, la intrarea neinversoare.

Definim ca tensiune de prag V_P valoarea tensiunii necunoscute v_i pentru care are loc comutarea, deci pentru care $v_d = 0$. Din expresia

$$v_d = v_i - V_{REF}$$

rezultă

$$V_P = V_{REF}. \qquad (7.35)$$

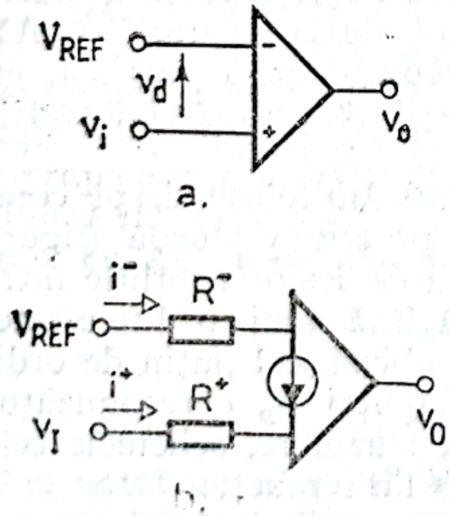


Fig. 7.14. Comparator cu intrare diferenţială, neinversor: *a* — cu AO; *b* — cu AN.

În figura 7.15, *a* este arătată caracteristica statică de transfer a comparatorului, pentru o tensiune $V_{REF} > 0$.

Exemplul 7.2. Să presupunem că tensiunea v_i variază în timp aşa cum se arată în figura 7.15, *b*. Din caracteristica de transfer a comparatorului se obţine răspunsul lui, de forma din figura 7.15, *c*. Se constată că răspunsul este o tensiune dreptunghiulară, ale cărei impulsuri pozitive apar în intervalele de timp în care tensiunea v_i este mai mare decît valoarea de prag.

Scanned with OKEN Scanner

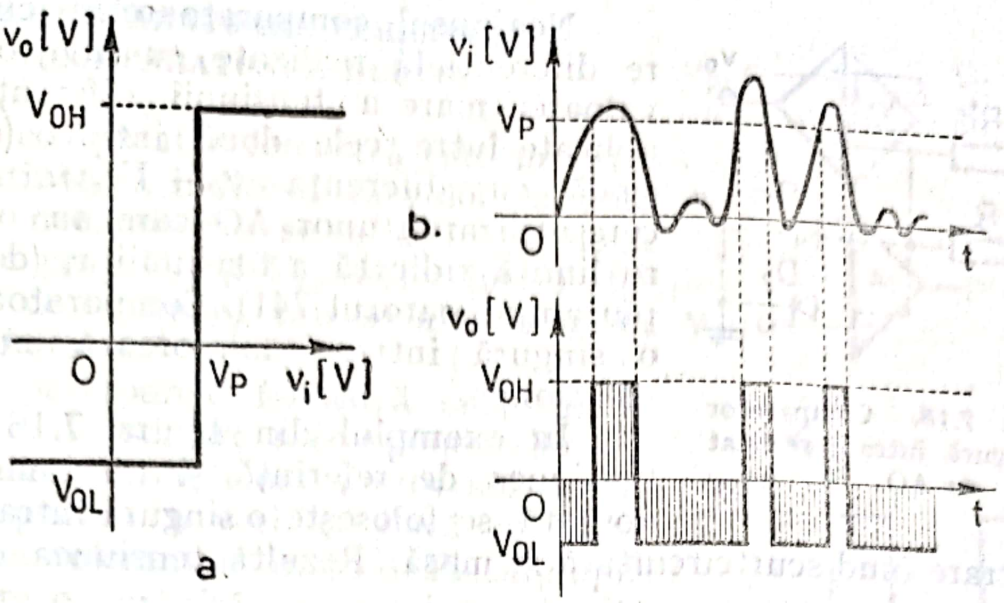


Fig. 7.15. Funcționarea comparatorului din figura 7.14, *a* pentru $V_P > 0$: *a* — caracteristica statică de transfer; *b* — exemplu de variație în timp a tensiunii v_i; *c* — răspunsul la această tensiune.

O serie de astfel de comparatoare, cu diferite tensiuni de prag, poate face conversia analog-numerică a unei tensiuni funcție de timp [7].

Dacă tensiunea de referință este zero (intrarea inversoare scurt-circuitată la masă), impulsurile tensiunii de ieșire au același semn cu tensiunea de intrare, comparatorul sesizînd deci semnul acesteia. El lucrează ca *detector de trecere prin zero* a tensiunii de intrare.

Comparatorul cu intrare diferențială, realizat cu AN, se obține legînd la fiecare intrare o rezistență în serie, în scopul convertirii tensiunilor în curenți. În exemplul din figura 7.14, *b* tensiunea de referință V_{REF} se aplică prin rezistența R^- la intrarea inversoare, iar tensiunea necunoscută v_i se aplică prin rezistența R^+ la intrarea neinversoare. Din condiția de comutare a AN, $i_D =: i^+ - i^- = 0$, și expresiile curenților rezultă tensiunea de prag

$$V_P = R^+ G^- V_{REF}. \tag{7.36}$$

Diagramele din figura 7.15, *a* și *c* sînt valabile și pentru comparatorul cu AN, cu singura deosebire că tensiunea $V_{OL} = 0$.

Ambele circuite considerate sînt exemple de comparatoare neinversoare: la creșterea tensiunii de intrare tensiunea de ieșire sare de la o valoare scăzută la o valoare ridicată. În unele cazuri sînt necesare comparatoare inversoare; ele se obțin din cele de mai sus prin schimbarea între ele a celor două intrări, astfel ca v_i să se aplice la intrarea inversoare.

Scanned with OKEN Scanner

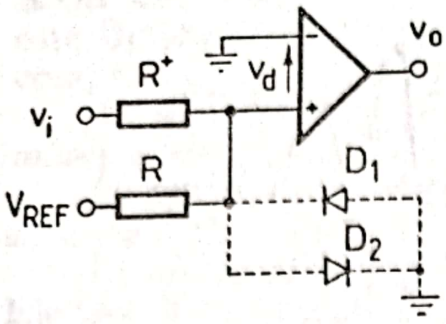


Fig. 7.16. Comparator cu o singură intrare realizat cu AO.

Neajunsul comparatoarelor cu intrare diferențială realizate cu AO constă în valoarea mare a tensiunii diferențiale v_d aplicate între cele două intrări (ea este egală cu diferența $v_i - V_{REF}$). Aceasta cere utilizarea unor AO care au o valoare limită ridicată a tensiunii v_d (de exemplu amplificatorul 741). Comparatoarele cu o singură intrare micșorează neajunsul menționat.

În exemplul din figura 7.16 pentru tensiunea de referință și tensiunea necunoscută se folosește o singură intrare, cealaltă intrare fiind scurtcircuitată la masă. Rezultă tensiunea de prag

$$V_P = -R^+ G\, V_{REF}. \tag{7.37}$$

La amplificatoarele cu intrare diferențială, valoarea maximă a tensiunii v_d apare cînd tensiunea v_i este maximă în modul și de semn opus tensiunii V_{REF}. În aceeași situație, la amplificatoarele cu o singură intrare tensiunea v_d este mai mică în modul decît modulul diferenței $v_i - V_{REF}$, datorită faptului că rezistențele R^+ și R formează un divizor de tensiune între v_i și V_{REF}.

Este totuși util să se adauge o pereche de diode legate în antiparalel (D_1 și D_2 în figura 7.16), pentru limitarea tensiunii v_d. Ele nu afectează tensiunea de prag, deoarece sînt ambele blocate cînd tensiunea v_d este nulă.

Comparatorul considerat este neinversor. Ca și în cazul comparatoarelor cu intrare diferențială, se obține un comparator inversor prin schimbarea între ele a celor două intrări.

În prezent, o serie de firme produc amplificatoare operaționale destinate special utilizării drept comparatoare. Spre deosebire de AO cu destinație generală, la care timpul necesar comutării este de ordinul zecilor de μs, acestea sînt mult mai rapide, timpul respectiv fiind sub o zecime de μs. În plus, cele două valori ale tensiunii de ieșire sînt adesea compatibile cu circuitele logice: cele mai multe comparatoare comută între 0 V și +5 V [8]. Foarte multe comparatoare au două terminale care nu se întîlnesc la AO de uz general: un terminal de masă și un terminal de strobare. Ultimul este folosit pentru a permite comparatorului să-și îndeplinească funcția sau pentru a-l împiedica și a-l forța să treacă într-o stare predeterminată.

Scanned with OKEN Scanner

7.3.2. COMPARATOARE FEREASTRĂ (COMPARATOARE DUBLE)

Un comparator fereastră este un circuit destinat să indice dacă valoarea unei tensiuni necunoscute se află între două valori de prag V_{PL} și V_{PH}, adică într-o „fereastră" de tensiune, sau se află în afara acestei ferestre.

Comparatoarele fereastră sînt utile în operațiile de sortare a componentelor sau de testare a circuitelor în procesul de fabricație pentru a verifica dacă se încadrează în toleranțele impuse. Fiecare aplicație cere o anumită poziție și o anumită lățime ale ferestrei de tensiune.

Modul cel mai natural de realizare a unui comparator fereastră constă în a combina două comparatoare simple și a aplica tensiunile lor de ieșire unui circuit de maxim. Astfel, în circuitul din figura 7.17, *a* comparatorul simplu realizat cu A_1 este inversor și fixează pragul inferior, iar cel realizat cu A_2 este neinversor și fixează pragul superior. Diodele D_1 și D_2 și rezistența R_L formează circuitul de maxim. Tensiunea de ieșire v_o a circuitului este zero dacă v_i se află în fereastra de tensiune și este V_{OH} dacă v_i se află în afara ferestrei (figura 7.17, *b*).

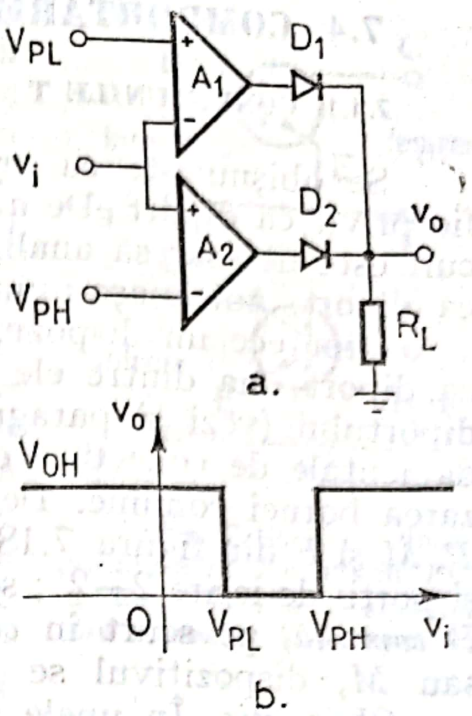


Fig. 7.17. Comparator fereastră realizat cu AO: *a* — schema de principiu; *b* — caracteristica statică de transfer.

Uneori este necesară reglarea separată nu a celor două praguri, ci a poziției și lățimii ferestrei de tensiune. Un circuit de acest fel este dat în [9]. Sînt posibile și circuite cu alte proprietăți, de pildă care indică și dacă tensiunea de intrare aflată în afara ferestrei este dedesubtul sau deasupra ferestrei [10].

B. CIRCUITE CU DISPOZITIVE ELECTRONICE COMANDATE (TEC, TB)

Conform celor precizate la începutul capitolului, avem în vedere tranzistoarele cu efect de cîmp (TEC) și tranzistoarele bipolare bijoncțiune (TB); ca notație generală pentru ambele tipuri folosim simbolul T.

Scanned with OKEN Scanner

7.4. COMPORTAREA DISPOZITIVELOR T ÎN CIRCUIT

7.4.1. CONEXIUNILE T

Se obișnuiește ca orice dispozitiv T montat într-un circuit să fie privit ca diport. De aceea, pentru a descrie comportarea T în circuit este necesar să analizăm în prealabil modurile de conectare a T ca diport, adică așa-numitele conexiuni ale T.

Deoarece un dispozitiv T are numai trei borne, dacă este privit ca diport una dintre ele trebuie să fie comună celor două porți ale diportului (vezi și paragraful 2.1). Există deci trei posibilități fundamentale de conectare ca diport a unui T dat, definite prin precizarea bornei comune. De exemplu, dispozitivul T cu bornele notate P, M și F din figura 7.18 are borna F comună porții de intrare 1—1' și porții de ieșire 2—2'; se spune că el se află în *conexiunea cu borna F comună*, pe scurt în *conexiunea FC*. Dacă borna comună este P sau M, dispozitivul se află respectiv în *conexiunea PC* sau *MC*.

Observație. În unele situații (de pildă în aplicațiile T ca amplificator), dispozitivul T este privit ca diport *pentru variații*; denumirea conexiunii precizează atunci borna care este comună *pentru variații de semnal* și este posibil ca, în c.c., această bornă să nu fie comună porților de intrare și de ieșire. Așa sînt situațiile (tipice) arătate în figura 7.18, *b* și *c*. În prima apare o sursă de tensiune V_{MM}; după cum știm, schema ei echivalentă pentru variații de semnal este un scurtcircuit (secțiunea 1.7.2). În a doua situație, valoarea capacității C_F este aleasă suficient de mare pentru a reprezenta un scurtcircuit, chiar la cele mai lente variații de semnal din montajul respectiv.

Datorită proprietăților fizice interne ale T, diporții sub care apar dispozitivele T sînt nereciproci. Astfel, dispozitivul de mai sus, aflat în conexiunea *FC*, funcționează diferit dacă îl utilizăm cu *PF*, ca poartă de intrare și *MF* ca poartă de ieșire, sau cu *MF* ca poartă

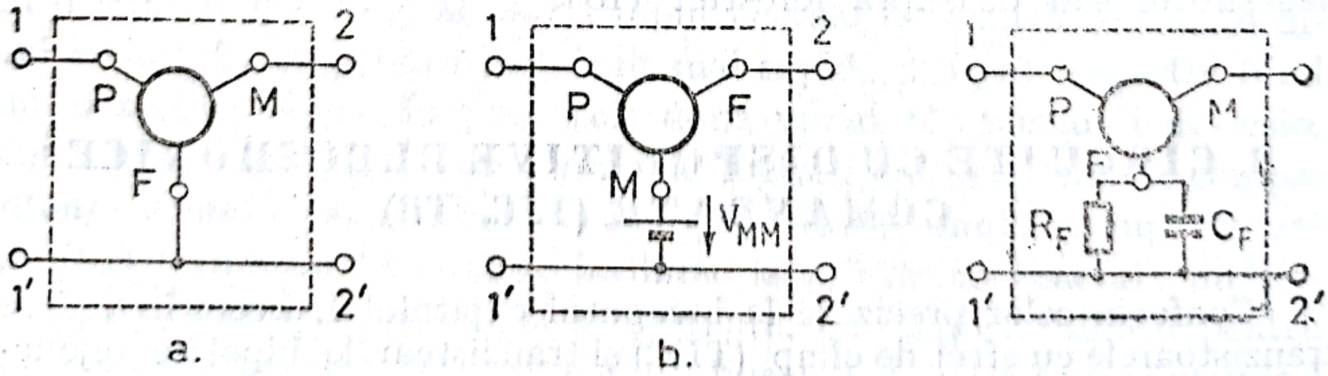


Fig. 7.18. Dispozitivul T, cu bornele P, M și F, legat în conexiunea FC: *a* — în c.c.; *b*, *c* — numai pentru variații (în c.a.).

de intrare și *PF* ca poartă de ieșire. Prin urmare, conexiunea *EC* (ca și oricare altă conexiune) se prezintă sub două variante avînd proprietăți funcționale diferite. Pentru a putea determina proprietățile circuitului realizat cu un dispozitiv T cunoscut (dat) nu este deci suficientă cunoașterea conexiunii, ci trebuie precizată și varianta ei.

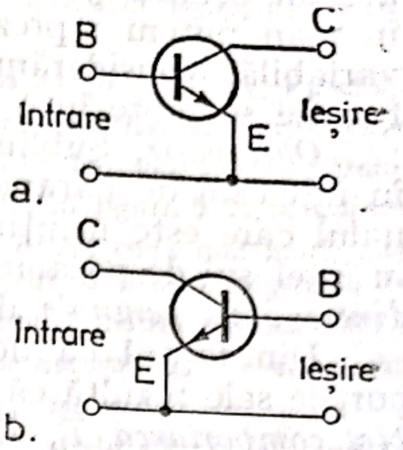


Fig. 7.19. Cele două variante ale conexiunii EC a unui TB: *a* — directă sau normală; *b* — inversă.

Clasificarea variantelor se face folosind noțiunea de amplificare în putere A_p, definită în secțiunea 2.2.2 prin raportul dintre puterea utilă (puterea de variații) furnizată la ieșire de un amplificator și puterea de excitație aplicată la intrarea lui. Se constată că orice dispozitiv T, aflat într-o conexiune oarecare, poate realiza o amplificare A_p supraunitară numai în una din variantele conexiunii. Această variantă se numește *conexiune directă* (sau *normală*), iar cealaltă variantă se numește *conexiune inversă*. Întrucît prin definiție la orice amplificator $A_p > 1$, rezultă că un dispozitiv T poate fi folosit ca amplificator numai în variantele directe ale conexiunilor lui.

Pentru a ilustra variantele unei conexiuni, în figura 7.19, *a* este reprezentat un tranzistor bipolar în conexiunea *EC* directă, iar în figura 7.19, *b*, în conexiunea *EC* inversă.

În afara unor situații rar întîlnite, care cer anumite proprietăți speciale (de exemplu obținerea unor curenți de blocare cît mai mici [11]), în practică se folosesc conexiunile directe. De aceea, cînd se numește o conexiune fără precizarea variantei se subînțelege că este varianta ei directă.

Pentru accentuarea caracterului intuitiv al schemelor electronice, tranzistoarele privite ca diporți se desenează de cîte ori este posibil orientate în același fel: cu poarta de intrare la stînga și cu cea de ieșire la dreapta.

7.4.2. CARACTERISTICILE STATICE ȘI PARAMETRII T

Ca și la celelalte componente electronice, numim *caracteristică statică* a T reprezentarea geometrică în plan, într-un sistem ortogonal de axe, a graficului unei funcții caracteristice statice a T.

Ca orice diport, T are patru semnale la cele două porți ale sale (tensiunea și curentul de intrare, tensiunea și curentul de ieșire) și stabilește două funcții caracteristice statice între valorile statice ale

Scanned with OKEN Scanner

acestor semnale; fiecare este o funcție de două variabile. Deoarece în plan putem reprezenta numai graficul unei funcții de o singură variabilă, considerăm una dintre variabile ca parametru; fiecare funcție se reprezintă atunci printr-o *familie* de caracteristici statice.

Observație. Subliniem faptul că termenul parametru, folosit aici în înțelesul de parametru al unei familii de curbe, se referă la semnalul care este menținut constant pentru o curbă a familiei. Folosit în înțelesul de parametru al unui dispozitiv T el se referă la *raportul dintre două semnale* de la bornele T.

Din faptul că două funcții descriu complet comportarea T la porțile sale rezultă că *două familii de caracteristici statice descriu complet comportarea T, dacă conțin toate patru semnalele.*

Familiile de caracteristici statice se clasifică după porțile cărora le aparțin semnalele reprezentate pe cele două axe ale sistemului ortogonal în două clase principale:

— *de tip uniport*, la care cele două semnale aparțin aceleiași porți;

— *de tip diport* sau *de transfer*, la care un semnal aparține unei porți, iar al doilea, celeilalte porți.

Caracteristicile de tip uniport sînt *de intrare* sau *de ieșire*, după cum cele două semnale sînt de intrare, respectiv de ieșire.

Caracteristicile de transfer sînt *de transfer direct* sau *de transfer invers*, după cum pe axa ordonatelor este reprezentat semnalul de ieșire, respectiv de intrare. În practică se folosesc numai caracteristicile de transfer direct; de aceea, ele se numesc simplu de transfer, fără altă precizare.

Exemplul 7.3. Aplicăm cele de mai sus la tranzistorul cu efect de cîmp cu grilă joncțiune (TECJ) cu canal n, reamintind cu acest prilej unele noțiuni de bază.

În figura 7.20 este arătat simbolul geometric al TECJ cu canal n, montat în conexiunea cu sursa comună (SC), împreună cu sensurile pozitive alese pentru semnalele de la cele două porți. Semnalele de intrare sînt tensiunea dintre grilă și sursă v_{GS} și curentul de grilă i_G, iar cele de ieșire sînt tensiunea dintre drenă și sursă v_{DS} și curentul de drenă i_D.

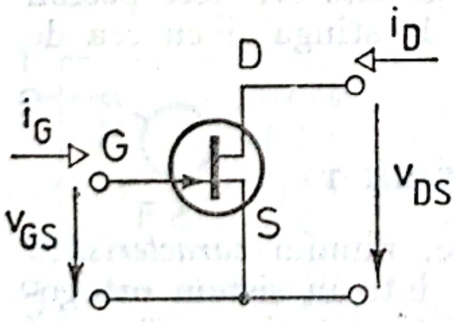


Fig. 7.20. Alegerea sensurilor pozitive ale semnalelor la porțile unui TECJ în conexiunea SC.

Pentru ca joncțiunea pn a grilei (joncțiunea de comandă) să fie polarizată invers și să nu consume putere, TECJ cu canal n lucrează cu tensiuni de drenă pozitive și tensiuni de grilă negative: $v_{DS} > 0$, $v_{GS} < 0$. În aceste condiții curentul de drenă este pozitiv, iar cel de grilă este atît de mic, încît se admite că este nul; una dintre cele două relații caracteristice ale TECJ este așadar

$$i_G = 0. \tag{7.38}$$

Scanned with OKEN Scanner

Pentru descrierea completă a comportării TECJ este deci suficientă o singură familie de caracteristici statice. Ea poate fi familia *caracteristicilor statice de ieșire*, avînd ca parametru tensiunea de intrare (figura 7.21, *a*).

Pentru tensiuni de grilă mai mici sau egale cu *tensiunea de prag*, $V_{GS} \leq V_P < 0$, curentul de drenă se anulează și tranzistorul se află în *regiunea de blocare*. Pentru tensiuni de grilă mai mari decît V_P și tensiuni de drenă foarte mici, $v_{DS} \ll -V_P$, tranzistorul se află în *regiunea liniară*, arătată la scări mai mari în figura 7.21, *b*. Caracteristicile sînt aici drepte prin origine. Pentru tensiuni de drenă ceva mai mari, dar mai mici decît *valoarea de cot* $v_{DS\,cot} = V_{GS} - V_P$, tranzistorul se află în *regiunea de cot*, iar pentru $v_{DS} > v_{DS\,cot}$, în *regiunea de strangulare* (numită astfel fiindcă TECJ funcționează cu canalul strangulat). În ultima regiune tranzistorul admite ca model ideal o SCL de tip CVI și de aceea ea se numește și *regiunea activă*.

În figura 7.21, *a* sînt arătate regiunile liniare, de cot și de strangulare pentru caracteristica $V_{GS} = 0$. În aceeași figură se vede că prelungirile caracteristicilor din regiunea de strangulare intersectează axa absciselor în același punct: $v_{DS} = V_B$; valorile tipice ale V_B sînt de ordinul a -100 V.

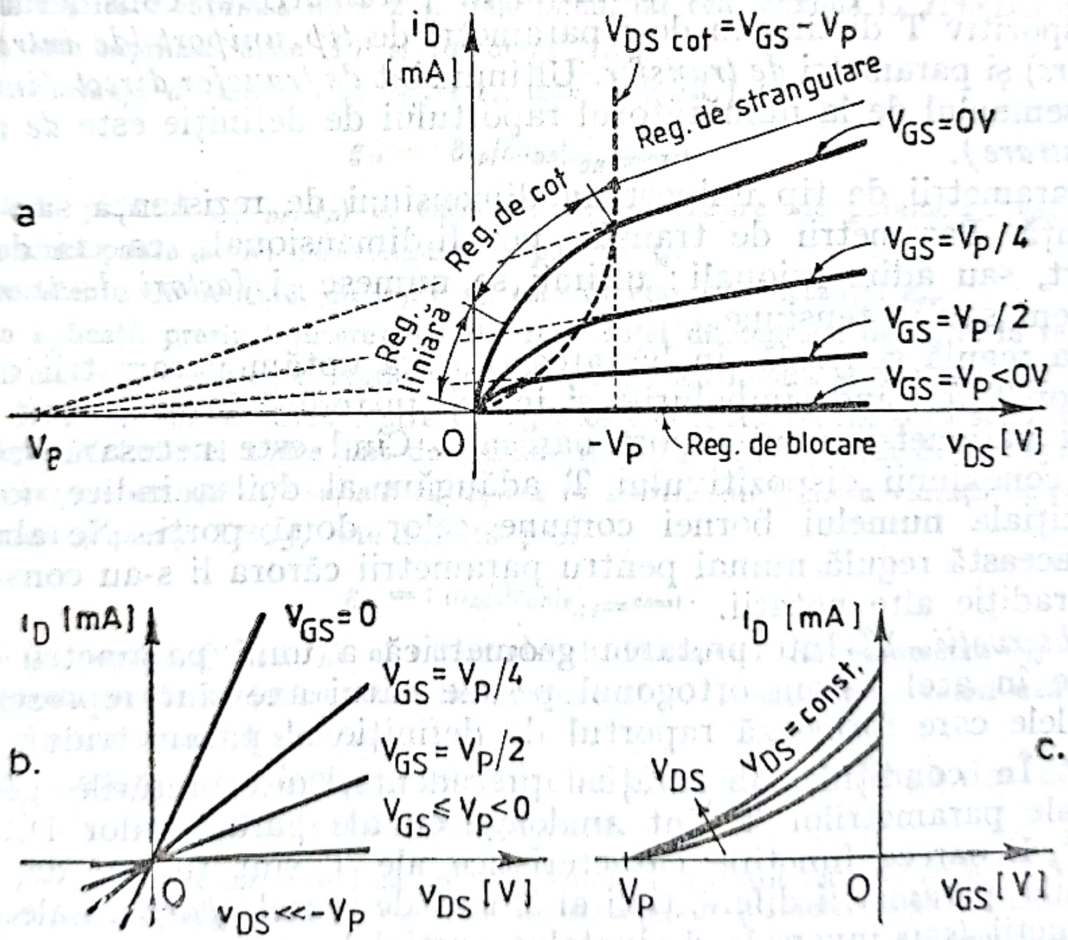


Fig. 7.21. Caracteristici statice ale unui TECJ cu canal *n*, în conexiunea SC: *a* — caracteristici de ieșire; *b* — regiunea liniară a caracteristicilor de ieșire; *c* — caracteristici de transfer pentru regiunea de strangulare.

Pentru comoditatea analizei funcționării TECJ în regiunea de strangulare se folosesc adesea și *caracteristicile statice de transfer*, corespunzătoare acestei regiuni (figura 7.21, *c*).

Observație. Regiunea de strangulare este numită adesea *regiune de saturație* a TECJ (și în general a oricărui tip de TEC). Astfel, cuvîntul „saturație" aplicat unui TEC are înțelesul de palier orizontal al caracteristicilor *de ieșire*, în timp ce aplicat unui TB are înțelesul de palier orizontal al caracteristicilor *de transfer*. În scopul evitării confuziilor, în lucrarea de față păstrăm termenul saturație numai cu ultima semnificație.

Parametrii unui dispozitiv T se definesc la fel cu parametrii unei componente D (secțiunea 6.1.3), prin rapoarte între două semnale de la porțile T. În afară de clasificarea lor după regimul de lucru și mărimea variațiilor de semnal, ca la D, se adaugă o clasificare similară celei a caracteristicilor statice ale T, dată mai sus; rolul semnalelor de pe axele sistemului ortogonal revine acum semnalelor care formează raportul de definiție al parametrului considerat. La un dispozitiv T distingem deci parametri de *tip uniport* (*de intrare* și *de ieșire*) și parametri *de transfer*. Ultimii sînt *de transfer direct (invers)* dacă semnalul de la numărătorul raportului de definiție este *de ieșire (de intrare)*.

Parametrii de tip uniport au dimensiuni de rezistență sau conductanță. Parametrii de transfer pot fi dimensionali, ca cei de tip uniport, sau adimensionali; ultimii se numesc și *factori de transfer*, în curent sau în tensiune.

Ca regulă generală, în lucrarea de față notăm parametrii dispozitivelor T folosind simbolurile și indicii introduși în secțiunea 2.1.1 pentru parametrii unui diport oarecare. Cînd este necesară specificarea conexiunii dispozitivului T adăugăm al doilea indice, format din inițiala numelui bornei comune celor două porți. Ne abatem de la această regulă numai pentru parametrii cărora li s-au consacrat prin tradiție alte notații.

Observații. 1° Interpretarea geometrică a unui parametru al T se face în acel sistem ortogonal pe ale cărui axe sînt reprezentate semnalele care formează raportul de definiție al parametrului.

2° În condițiile observației precedente, interpretările geometrice ale parametrilor T sînt analoage cu ale parametrilor D.

3° Deoarece funcțiile caracteristice ale T sînt funcții de două variabile, parametrii diferențiali ai T sînt derivatele *parțiale* ale acestor funcții (sau inversele derivatelor parțiale).

4° Caracteristicile statice ale T fiind în general neliniare (ca și ale D), parametrii T depind în general de punctul în care sînt determinați.

Scanned with OKEN Scanner

5° Ca şi la D, semnele parametrilor T sînt determinate pe de o parte de proprietăţile T, iar pe de altă parte de alegerea sensurilor pozitive ale semnalelor de la cele două porţi.

Cînd nu specificăm altfel, trebuie considerat că parametrii T sînt definiţi pentru sensurile pozitive ale tensiunilor orientate spre borna comună celor două porţi şi sensurile pozitive ale curenţilor (de la bornele necomune) orientate spre diport.

Exemplul 7.4. Definim principalii parametri folosiţi pentru TECJ în conexiunea *SC*.

Conductanţa statică de ieşire g_{OS} este definită prin

$$g_{OS} =: I_D/V_{DS}. \tag{7.39}$$

Definită într-un punct $Q(V_{DS}, I_D)$ din planul caracteristicilor de ieşire, ea reprezintă panta dreptei OQ.

Rezistenţa statică de ieşire r_{OS} este inversa conductanţei g_{OS}. În aplicaţiile TEC de orice tip (TECJ, TECMOS) prezintă interes valorile minimă şi maximă ce se pot obţine pentru r_{OS}, notate respectiv $r_{OS\,on}$ şi $r_{OS\,off}$. Valoarea minimă se obţine în regiunea liniară şi este cuprinsă între 2 şi 1000 ohmi, iar cea maximă în regiunea de blocare şi este cuprinsă între 10^8 şi 10^{12} ohmi [12].

Conductanţa diferenţială de ieşire g_{os} este definită prin

$$g_{os} =: \partial i_D/\partial v_{DS}|_{v_{GS}=const}. \tag{7.40}$$

Definită în punctul $Q(V_{DS}, I_D)$ al caracteristicii de ieşire de parametru $v_{GS} = V_{GS}$ ea reprezintă panta acelei caracteristici în punctul Q.

Rezistenţa diferenţială de ieşire r_{os} este inversa conductanţei g_{os}.

În aplicaţii prezintă interes valorile rezistenţei diferenţiale de ieşire în regiunile rectilinii ale caracteristicilor statice de ieşire: regiunea liniară şi regiunea de strangulare. În interiorul oricăreia dintre ele r_{os} este constantă pentru o caracteristică de ieşire dată. Valorile ei tipice sînt de ordinul 100 kohmi în regiunea de strangulare.

Transconductanţa diferenţială cu ieşirea în scurtcircuit (pentru variaţii de semnal) g_m, numită şi panta TECJ, este definită prin

$$g_m =: \partial i_D/\partial v_{GS}|_{v_{DS}=const}. \tag{7.41}$$

Definită în punctul $Q(V_{GS}, I_D)$ al caracteristicii de transfer de parametru $v_{DS} = V_{DS}$, ea reprezintă panta acelei caracteristici în punctul Q. Domeniul de valori uzuale ale g_m este cuprins între 0,1 şi 10 mS [13].

În analiza şi proiectarea circuitelor cu T se utilizează des ecuaţii simplificate ale caracteristicilor statice.

Exemplul 7.5. Considerînd că valoarea conductanţei diferenţiale de ieşire a TECJ în conexiunea *SC* este nulă în regiunea de strangulare (caracteristicile de ieşire sînt orizontale în această regiune), familia de caracteristici statice de transfer pentru această regiune (figura 7.21, *c*) se reduce la o singură caracteristică (figura 7.22, *a*). Ea este aproximată cu erori mici de ecuaţia

$$i_D = I_{DSS}(1 - v_{GS}/V_P)^2 \text{ dacă } V_P < v_{GS} < 0,\ v_{DS} \geqslant v_{DS\,cot} \tag{7.42}$$

Scanned with OKEN Scanner

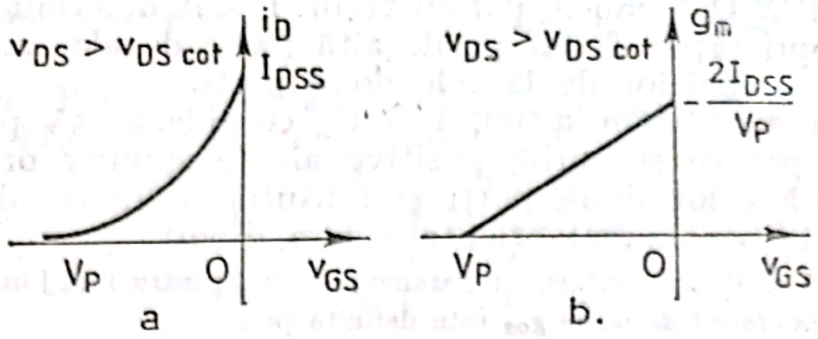


Fig. 7.22. Descrierea simplificată, aproximativă, a comportării TECJ cu canal *n*, în conexiunea SC, în regiunea de strangulare: *a* — familia caracteristicilor de transfer se reduce la o singură curbă; *b* — transconductanța g_m variază liniar cu v_{GS}.

unde am notat

$$I_{DSS} =: i_D|_{v_{GS}=0} \text{ dacă } v_{DS} \geqslant v_{DS\,cot}. \tag{7.43}$$

Aplicînd definiția (7.41), obținem expresia transconductanței diferențiale în aceeași regiune

$$g_m = -2\frac{I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right) \text{ dacă } v_{DS} \geqslant v_{DS\,cot}. \tag{7.44}$$

Ea variază liniar cu v_{GS}, este nenegativă pentru valorile permise ale v_{GS} și are valoarea maximă $g_{mss} = -2I_{DSS}/V_P$ pentru $v_{GS} = 0$ (figura 7.22, *b*). La un TECJ cu $I_{DSS} = 1$ mA și $V_P = -2$ V obținem $g_{mss} = 1$ mS.

Se poate demonstra teoretic că parametrii TECJ au următoarea proprietate interesantă [14]. Transconductanța diferențială în regiunea de strangulare este egală cu conductanța diferențială de ieșire în regiunea liniară și deci cu conductanța statică de ieșire în regiunea liniară, pentru o valoare dată a tensiunii v_{GS}:

$$g_m|_{v_{DS} \geqslant v_{DS\,cot}} = g_{os}|_{v_{DS} \leqslant v_{DS\,cot}} = g_{os}|_{v_{DS} \ll v_{DS\,cot}}. \tag{7.45}$$

În exemplul care urmează ilustrăm discuția referitoare la caracteristicile statice, parametrii și ecuațiile simplificate ale T pentru cazul tranzistoarelor bipolare. Informațiile respective sînt binecunoscute, dar reamintirea lor este utilă în vederea folosirii în continuarea capitolului de față.

Exemplul 7.6. Să considerăm un TB de siliciu, de tip *npn*, montat în conexiunea *EC*, și să alegem sensurile pozitive ale semnalelor la cele două porți ca în figura 7.23. Semnalele de intrare sînt v_{BE} și i_B, iar cele de ieșire, v_{CE} și i_C. În funcționarea *directă* (sau normală) emitorul emite purtători mobili de sarcini electrice iar colectorul îi colectează; în acest scop joncțiunea emitoare trebuie polarizată direct, iar cea colectoare,

Scanned with OKEN Scanner

invers. Pentru tranzistoarele de tip *npn* rezultă că toate cele patru semnale sînt nenegative.

Pentru descrierea comportării TB sînt necesare și suficiente două familii de caracteristici statice care conțin toate semnalele. Să presupunem că acestea sînt familiile caracteristicilor de intrare și de transfer.

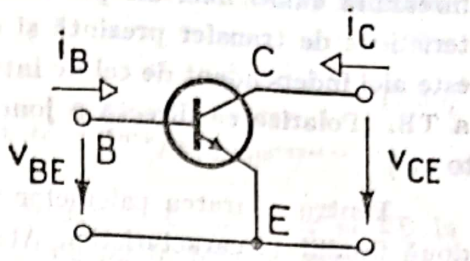


Fig. 7.23. Alegerea sensurilor pozitive ale semnalelor la porțile unui TB în conexiunea EC.

Caracteristicile statice de intrare (figura 7.24, *a*) au forma caracteristicii statice a unei diode semiconductoare *pn*, iar efectul parametrului V_{CE} este nesemnificativ. Pentru tensiuni de intrare mai mici decît tensiunea de prag, $v_{BE} < V_P \simeq 0{,}5$ V, curentul de intrare se anulează, cel de ieșire de asemenea și TB se află în *regiunea de blocare*.

Caracteristicile statice de transfer (figura 7.24, *b*) au o zonă aproximativ rectilinie, de pantă pozitivă, în care TB admite ca model ideal o SCL (de tip CII); de aceea, ea se numește *regiunea activă (directă* sau *normală)*. Ea se realizează prin polarizarea directă a joncțiunii emitoare (peste valoarea tensiunii de prag) și polarizarea inversă a joncțiunii colectoare: $v_{CE} > v_{BE} > V_P$.

Dacă joncțiunea emitoare rămîne polarizată direct cu tensiuni mai mari decît V_P, însă polarizăm joncțiunea colectoare tot direct ($v_{CB} < 0 \Leftrightarrow v_{CE} < v_{BE}$), ceea ce

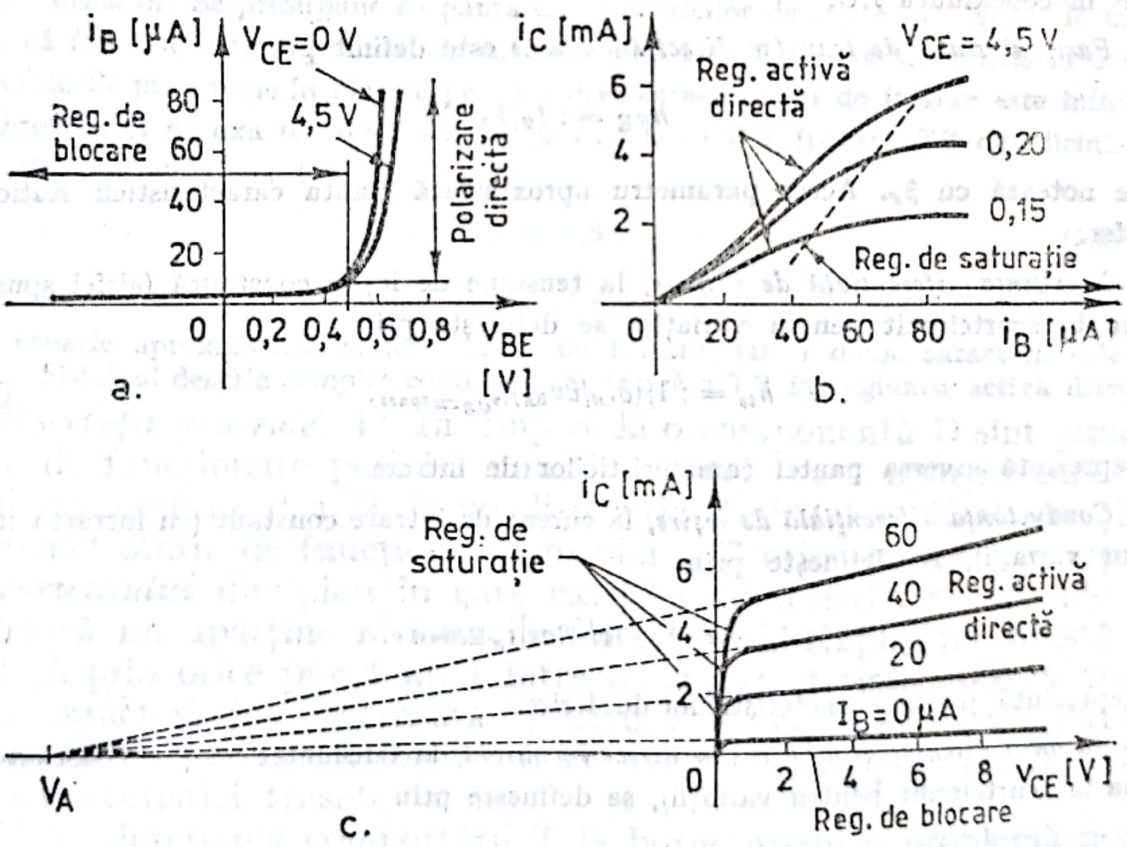


Fig. 7.24. Descrierea comportării la borne a unui TB de siliciu, de tip *npn*, în conexiunea EC, prin caracteristici statice: *a* — de intrare; *b* — de transfer; *c* — de ieșire.

Scanned with OKEN Scanner

înseamnă valori mici ale parametrului familiei de curbe, de obicei $v_{CE} \leq 0{,}3$ V, caracteristicile de transfer prezintă şi o a doua zonă, un palier orizontal; curentul de ieşire este aici independent de cel de intrare. Aceasta se numeşte *regiunea de saturaţie (directă)* a TB. (Polarizarea directă a joncţiunii emitoare este mai puternică decît a celei colectoare.)

Pentru uşurarea calculelor şi interpretărilor, în practică se folosesc mai mult de două familii de caracteristici. Alături de cele de mai sus, o familie folosită foarte des este cea a *caracteristicilor statice de ieşire*, dată în figura 7.24, *c*. (Se observă că ea furnizează aceleaşi informaţii ca şi familia caracteristicilor statice de transfer, dar sub o altă formă; cele două familii pot fi deduse una din cealaltă.) Regiunea de blocare apare aproape confundată cu semiaxa pozitivă a tensiunii, iar cea de saturaţie, aproape confundată cu semiaxa pozitivă a curentului. Regiunea activă ocupă cea mai mare parte a cadranului întîi, caracteristicile fiind aici aproximativ rectilinii, echidistante şi orizontale.

Prelungirile caracteristicilor din regiunea activă intersectează axa tensiunii în acelaşi punct: $v_{CE} = V_A$; tensiunea V_A se numeşte *tensiune Early*, iar valorile ei tipice sînt cuprinse între -50 şi -100 V pentru TB de tip *npn* din circuitele integrate [15].

În cele ce urmează definim principalii parametri folosiţi în regiunea activă directă a TB în conexiunea *EC*.

Factorul static de transfer direct în curent este definit prin

$$h_{FE} =: I_C/I_B. \tag{7.46}$$

El se notează cu β_F. Acest parametru aproximează panta caracteristicii statice de transfer.

Rezistenţa diferenţială de intrare, la tensiune de ieşire constantă (altfel spus, cu ieşirea în scurtcircuit pentru variaţii), se defineşte prin

$$h_{ie} =: 1/(\partial i_B/\partial v_{BE})|_{v_{CE}=const}. \tag{7.47}$$

Ea reprezintă inversa pantei caracteristicilor de intrare.

Conductanţa diferenţială de ieşire, la curent de intrare constant (cu intrarea în gol pentru variaţii), se defineşte prin

$$h_{oe} =: \partial i_C/\partial v_{CE}|_{i_B=const}. \tag{7.48}$$

Ea reprezintă panta caracteristicilor de ieşire.

Factorul diferenţial de transfer direct în curent, la tensiune de ieşire constantă (cu ieşirea în scurtcircuit pentru variaţii), se defineşte prin

$$h_{fe} =: \partial i_C/\partial i_B|_{v_{CE}=const}. \tag{7.49}$$

El reprezintă panta caracteristicilor de transfer; se mai notează β_f.

Scanned with OKEN Scanner

Transconductanța diferențială, la tensiunea de ieșire constantă (cu ieșirea în scurt-circuit pentru variații), se definește prin

$$g_m =: \partial i_C / \partial v_{BE}|_{v_{CE}=const.} \tag{7.50}$$

Ea reprezintă panta caracteristicilor statice de transfer $i_C = i_C(v_{BE})_{v_{CE}=const.}$ Transconductanța g_m este numită și *panta* TB.

Se poate arăta că g_m se exprimă în funcție de curentul de colector al TB la fel cu conductanța diferențială g_a a unei diode cu joncțiune pn în funcție de curentul anodic al diodei. Înlocuind $I_A = I_C$ în ecuația (6.6) de la diodă, obținem

$$g_m[\text{mS}] = 40\,|I_C|\,[\text{mA}]. \tag{7.51}$$

La un curent de colector de 1 mA rezultă $g_m = 40$ mS, o valoare mult mai mare decît $g_{m\,st} = 1$ mS, obținută pentru transconductanța TECJ la un curent de drenă tot de 1 mA; de aceea, circuitele cu TB realizează de obicei amplificări mult mai mari decît cele cu TECJ.

Din relațiile de definiție (7.47), (7.49) și (7.50), scrise toate pentru $v_{CE} = \text{const}$, rezultă

$$h_{ie} = h_{fe}/g_m \tag{7.52}$$

Pentru obținerea ecuațiilor simplificate folosite cel mai des la aproximarea regiunii active a caracteristicilor statice ale TB de tip *npn*, în conexiunea *EC*, se procedează în modul următor. Se presupune că panta caracteristicilor de ieșire este nulă, de unde rezultă că familiile caracteristicilor de intrare și de transfer se reduc fiecare la o singură curbă. Se presupune în plus că panta unicei caracteristici de intrare este infinită, iar intersecția ei cu axa tensiunii are loc la valoarea 0,6 V (pentru TB de siliciu). Se obține sistemul de două ecuații

$$v_{BE} = 0{,}6\ \text{V} \tag{7.53, a}$$

$$i_C = \beta_F i_B. \tag{7.53 b}$$

Prima ecuație aproximează caracteristicile de intrare, iar a doua, caracteristicile de transfer. Sistemul descrie complet comportarea statică a TB în regiunea activă directă.

Observații generale. 1° În timp ce la o componentă D sînt puncte statice de funcționare posibilă numai punctele care aparțin caracteristicii statice (unice) a D, la un dispozitiv T situația diferă esențial. Este punct static de funcționare posibilă a T orice punct care aparține *domeniului* din plan în care există caracteristici statice ale T, chiar dacă nu aparține nici unei caracteristici. Explicația constă în faptul că prin orice punct aflat între două caracteristici *trasate* trece o altă caracteristică, netrasată, pentru care valoarea parametrului familiei de curbe este cuprinsă între valorile corespunzătoare celor două caracteristici trasate vecine.

2° În descrierea comportării T la borne apare o problemă nouă față de componentele D. Ea derivă din posibilitatea montării unui dispozitiv T în conexiuni diferite.

Scanned with OKEN Scanner

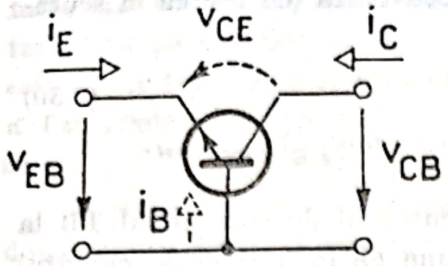


Fig. 7.25. Semnalele la porţile unui TB în conexiunea BC.

Atît caracteristicile statice cît şi parametrii T au fost definiţi în raport cu porţile de intrare şi de ieşire ale diportului sub care este privit T. Proprietăţile intrinseci ale T sînt însă definite în raport cu bornele lui, ori bornele T care apar la intrarea şi ieşirea diportului diferă de la o conexiune la alta. Rezultă că atît caracteristicile statice cît şi parametrii T au semnificaţii diferite în conexiuni diferite.

Exemplul 7.7. La conexiunea *EC* a TB semnalele de intrare sînt i_B şi v_{BE}, iar cele de ieşire, i_C şi v_{CE}; la conexiunea BC (figura 7.25) ele sînt i_E şi v_{EB}, respectiv i_C şi v_{CB}. Caracteristicile statice de transfer, de pildă, au la conexiunea *EC* ecuaţiile $i_C = i_C(i_B)|_{v_{CE}=const}$, iar la conexiunea BC, ecuaţiile $i_C = i_C(i_E)|_{v_{CB}=const}$. Decurge, evident, că semnificaţiile şi valorile numerice ale parametrilor sînt diferite, fapt pentru care notaţiile folosite sînt şi ele diferite.

Precizăm aici, fără demonstraţie, că din caracteristicile statice şi/sau parametrii T daţi pentru o conexiune se pot deduce caracteristicile şi/sau parametrii lui pentru orice altă conexiune. Prezentarea amănunţită a transformărilor necesare pentru trecerea de la o conexiune la alta se găseşte în diferite lucrări de electronică (de pildă [16]); ea iese din cadrul propus pentru discuţia de faţă.

7.4.3. MODELAREA T PENTRU REGIMUL STATIC ŞI REGIMUL CVASISTATIC DE SEMNAL MARE

Numim *model electric* sau *schemă echivalentă* a unui dispozitiv T, privit ca diport, schema unui diport echivalent la porţile sale cu T. În secţiunea de faţă şi cele următoare prezentăm cîteva modele simplificate, care păstrează numai proprietăţile esenţiale ale T.

1° *Modele pentru regimul static.* Aflat în punctul static de funcţionare *Q*, un dispozitiv T este echivalent la poarta de intrare (de ieşire) cu rezistenţa statică de intrare (de ieşire), determinată în punctul *Q*. Deoarece valorile rezistenţelor statice diferă considerabil de la un PSF la altul, aceste valori trebuie modificate la fiecare modificare a PSF. Modelele statice sînt de aceea greoaie, motiv pentru care sînt rar folosite. O excepţie este reprezentată de modelele pentru stările de conducţie extreme: conducţie slabă (T în regiunea de blocare) şi conducţie puternică (în cazul TB — saturaţie); în fiecare stare extremă rezistenţele statice pot fi considerate constante la modificarea PSF. Pentru prima stare se adaugă la notaţia rezistenţei sta-

Scanned with OKEN Scanner

tice indicele off (*off* — întrerupt, deconectat, în limba engleză), iar pentru starea a doua, on (*on* — conectat, pornit, în limba engleză).

În aplicațiile care utilizează aceste stări extreme prezintă importanță mai ales rezistența statică de ieșire, r_{OS} la TEC în conexiunea *SC* și r_{OE} la TB în conexiunea *EC*. Valorile minime realizabile cu TEC sînt $r_{OS\,on} = 2 \ldots 1000$ ohmi, în general mai mari decît cele realizabile cu TB, $r_{OE\,on} = 1 \ldots 30$ ohmi. Valorile maxime sînt însă $r_{OS\,off} = 10^8 \ldots 10^{12}$ ohmi, cu două trei ordine de mărime mai mari decît $r_{OE\,off}$. Raportul $r_{OS\,off}/r_{OS\,on}$ este $10^7 \ldots 10^{10}$, cu $2 \ldots 4$ ordine de mărime mai favorabil decît $r_{OE\,off}/r_{OE\,on}$.

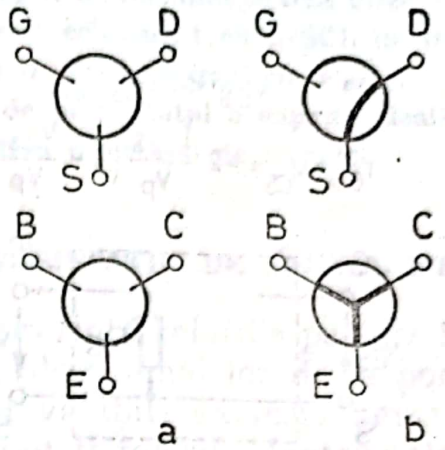


Fig. 7.26. Modele statice idealizate ale TEC și TB pentru: *a* — regiunea de blocare; *b* — starea de conducție puternică (regiunea de saturație în cazul TB).

Dacă se admite idealizarea celor două stări extreme, $r_{OS\,off} = r_{OE\,off} = \infty$ și $r_{OS\,on} = r_{OE\,on} = 0$, modelele T se reduc la schemele arătate în figura 7.26.

2° *Modele pentru regimul cvasistatic de semnal mare.* (Modele de semnal mare pentru frecvențe joase). Reprezentarea comportării T la porțile sale, pentru valorile instantanee *totale* ale semnalelor, în regim cvasistatic, se face prin modele pentru regimul cvasistatic de semnal mare. Majoritatea modelelor din această categorie sînt obținute prin liniarizarea pe porțiuni a caracteristicilor statice ale T.

Exemplul 7.8. Pentru TEC în conexiunea *SC* se utilizează două modele cvasistatice de semnal mare, unul valabil în regiunea liniară a caracteristicilor de ieșire, celălalt valabil în regiunea de strangulare.

În figura 7.27, *a* este dat modelul valabil în regiunea liniară. TEC este echivalent la poarta de ieșire cu o rezistență statică liniară, comandată prin tensiunea de intrare conform relațiilor (7.44) și (7.45) din exemplul 7.5. (Rezistența este într-adevăr liniară, deoarece valoarea ei nu depinde de semnalele i_D și v_{DS} de la bornele ei.)

În figura 7.27, *b* este dat modelul valabil în regiunea de strangulare. TEC este echivalent la poarta de ieșire cu o sursă ideală de curent, comandată prin tensiunea de intrare conform relației (7.42) din exemplul 7.5. Relația fiind pătratică în v_{GS}, TEC nu este echivalent cu o sursă comandată liniară, ci cu una *neliniară*.

Exemplul 7.9. Prezentăm trei modele cvasistatice de semnal mare ale TB de tip *npn*, din siliciu, în conexiunea *EC*, obținute prin liniarizarea pe porțiuni a caracteristicilor statice.

În figura 7.28, *a* este arătat un model liniar valabil pentru regiunea de saturație.

Scanned with OKEN Scanner

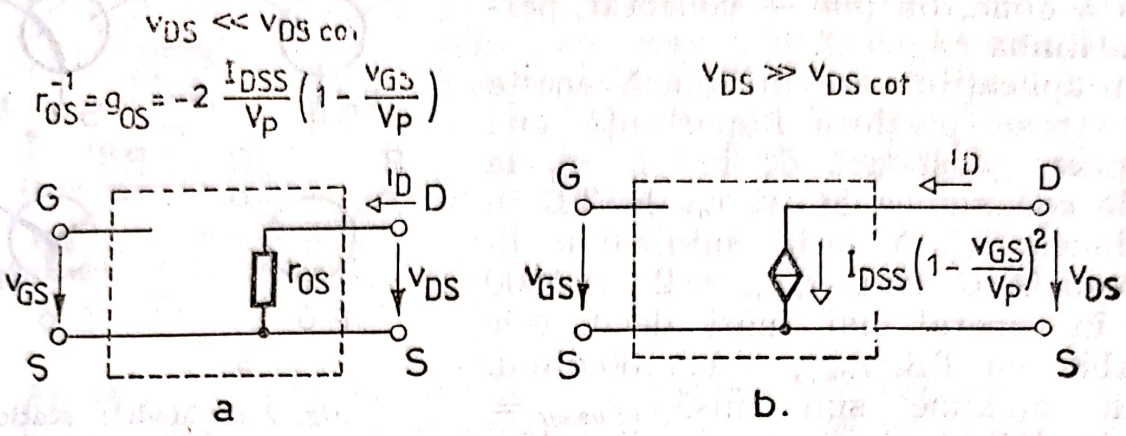


Fig. 7.27. Modele pentru regimul cvasistatic de semnal mare, ale TECJ cu canal *n*, în conexiunea SC, valabile pentru regiunea: *a* — liniară; *b* — de strangulare.

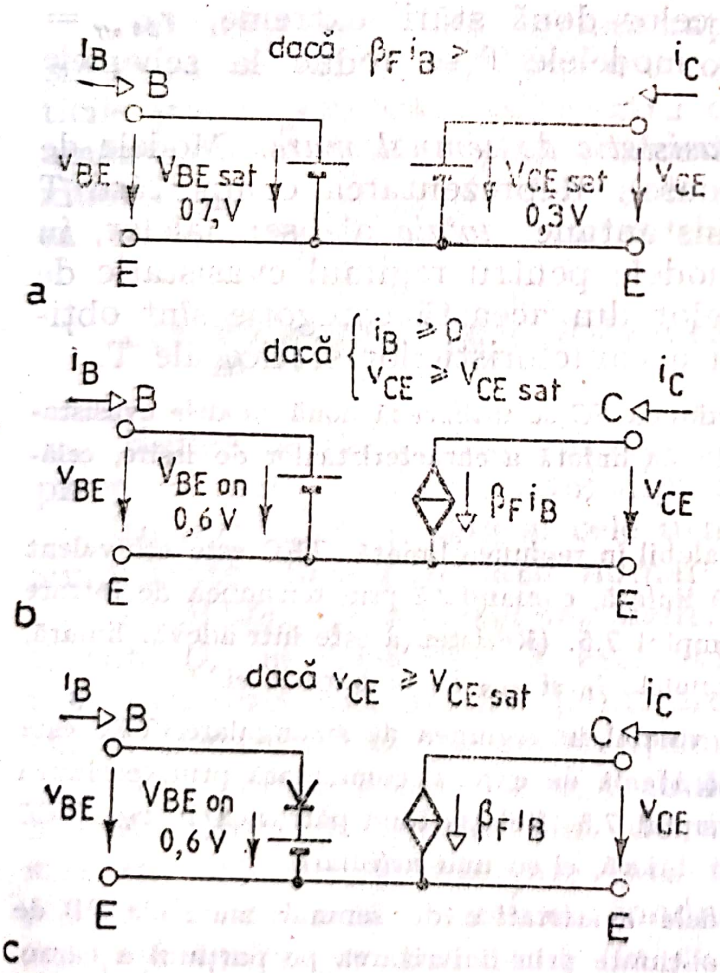


Fig. 7.28. Modele cvasistatice de semnal mare, ale TB de siliciu tip *npn*, în conexiunea EC, valabile pentru: *a* — regiunea de saturație; *b* — regiunea activă directă; *c* — regiunile activă directă și de saturație.

Scanned with OKEN Scanner

În figura 7.28, *b* este arătat un model liniar valabil în regiunea activă directă; el corespunde ecuațiilor (7.53) din exemplul 7.6. TB este echivalent cu o SCL de tip CII, la care s-a adăugat în serie cu poarta de intrare o sursă de tensiune $V_{BE\,on}$.

Modelul din figura 7.28, *c* include în plus față de precedentul o supapă ideală, fapt care îi extinde valabilitatea la două regiuni: activă directă și de blocare.

7.4.4. MODELAREA T PENTRU REGIMUL CVASISTATIC DE SEMNAL MIC

Modelele cvasistatice de semnal mic reprezintă relațiile pe care le stabilește T între variațiile (creșterile) mici ale semnalelor de la porțile sale, în regim cvasistatic. Ele sînt deci valabile exclusiv pentru componentele variabile ale semnalelor; nu pot fi folosite pentru valorile statice sau pentru valorile instantanee totale.

Pentru creșteri mici ale semnalelor în jurul unui punct static de funcționare *Q*, caracteristicile statice ale T se înlocuiesc prin aproximările lor liniare în jurul punctului *Q*. Ca urmare, relațiile care leagă aceste creșteri sînt liniare și deci *toate modelele cvasistatice de semnal mic sînt liniare*. Există un număr foarte mare de asemenea modele ale T; în cele ce urmează trecem în revistă numai nulorul, tranzistorul generalizat și cîteva exemple de modele diferențiale liniare simplificate. Pentru fiecare precizăm condițiile de utilizare și rezultatele care pot fi obținute în analiza circuitelor cu T.

Discutăm numai modele cvasistatice de semnal mic *pentru regiunea activă a T*, deoarece ele sînt folosite aproape fără excepție pentru această regiune.

Nulorul. Am stabilit în paragraful 5.2 că modelarea unei RN prin RN infinită este echivalentă cu modelarea prin nulor a amplificatorului de bază din respectivul circuit cu RN. Tot acolo am exemplificat pentru cazul în care amplificatorul de bază este constituit dintr-un TB în conexiunea *EC* (figura 5.5). Proprietatea se generalizează astfel: orice TB în conexiunea *EC* (orice TEC în conexiunea *SC*), folosit ca amplificator de bază într-un circuit cu RN, admite nulorul ca model cvasistatic de semnal mic (figura 7.29).

Observație. În secțiunea 4.1.4 am arătat că un TB în conexiunile *CC* și *BC* poate fi interpretat ca un circuit cu RN în care TB respectiv, montat în conexiunea *EC*, reprezintă amplificatorul de bază. Rezultă că orice TB în conexiunea *CC* sau *BC* (orice TEC în conexiunea *DC* sau *GC*) admite nulorul ca model cvasistatic de semnal mic (echivalența este cea din figura 7.29).

Nulorul este însă un model idealizat dincolo de limitele rezonabile (vezi denumirea de diport „patologic"), fapt care îi conferă, printre altele, un caracter excesiv de abstract. Ca urmare, cînd se mode-

Scanned with OKEN Scanner

În figura 7.28, *b* este arătat un model liniar valabil în regiunea activă directă; el corespunde ecuațiilor (7.53) din exemplul 7.6. TB este echivalent cu o SCL de tip CII, la care s-a adăugat în serie cu poarta de intrare o sursă de tensiune $V_{BE\,on}$.

Modelul din figura 7.28, *c* include în plus față de precedentul o supapă ideală, fapt care îi extinde valabilitatea la două regiuni: activă directă și de blocare.

7.4.4. MODELAREA T PENTRU REGIMUL CVASISTATIC DE SEMNAL MIC

Modelele cvasistatice de semnal mic reprezintă relațiile pe care le stabilește T între variațiile (creșterile) mici ale semnalelor de la porțile sale, în regim cvasistatic. Ele sînt deci valabile exclusiv pentru componentele variabile ale semnalelor; nu pot fi folosite pentru valorile statice sau pentru valorile instantanee totale.

Pentru creșteri mici ale semnalelor în jurul unui punct static de funcționare *Q*, caracteristicile statice ale T se înlocuiesc prin aproximările lor liniare în jurul punctului *Q*. Ca urmare, relațiile care leagă aceste creșteri sînt liniare și deci *toate modelele cvasistatice de semnal mic sînt liniare*. Există un număr foarte mare de asemenea modele ale T; în cele ce urmează trecem în revistă numai nulorul, tranzistorul generalizat și cîteva exemple de modele diferențiale liniare simplificate. Pentru fiecare precizăm condițiile de utilizare și rezultatele care pot fi obținute în analiza circuitelor cu T.

Discutăm numai modele cvasistatice de semnal mic *pentru regiunea activă a T*, deoarece ele sînt folosite aproape fără excepție pentru această regiune.

Nulorul. Am stabilit în paragraful 5.2 că modelarea unei RN prin RN infinită este echivalentă cu modelarea prin nulor a amplificatorului de bază din respectivul circuit cu RN. Tot acolo am exemplificat pentru cazul în care amplificatorul de bază este constituit dintr-un TB în conexiunea *EC* (figura 5.5). Proprietatea se generalizează astfel: orice TB în conexiunea *EC* (orice TEC în conexiunea *SC*), folosit ca amplificator de bază într-un circuit cu RN, admite nulorul ca model cvasistatic de semnal mic (figura 7.29).

Observație. În secțiunea 4.1.4 am arătat că un TB în conexiunile *CC* și *BC* poate fi interpretat ca un circuit cu RN în care TB respectiv, montat în conexiunea *EC*, reprezintă amplificatorul de bază. Rezultă că orice TB în conexiunea *CC* sau *BC* (orice TEC în conexiunea *DC* sau *GC*) admite nulorul ca model cvasistatic de semnal mic (echivalența este cea din figura 7.29).

Nulorul este însă un model idealizat dincolo de limitele rezonabile (vezi denumirea de diport „patologic"), fapt care îi conferă, printre altele, un caracter excesiv de abstract. Ca urmare, cînd se mode-

Scanned with OKEN Scanner

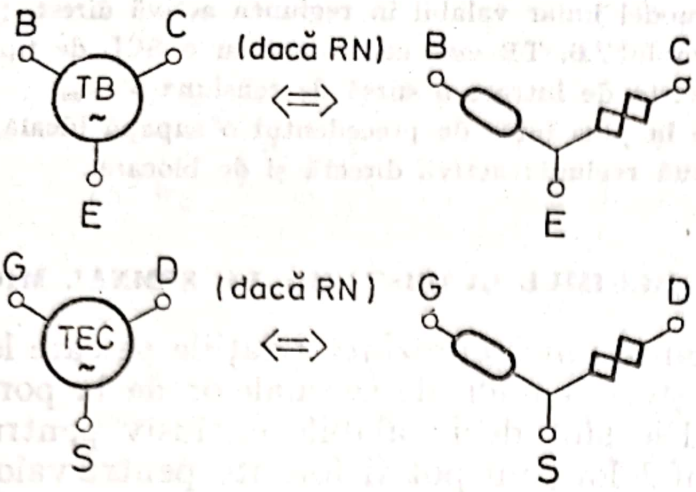


Fig. 7.29. Nulorul ca model cvasistatic de semnal mic al dispozitivelor T, în cazul folosirii lor ca amplificatoare de bază într-un circuit cu RN.

lează un dispozitiv T prin nulor și se analizează proprietățile circuitului care conține acel T se pierde orice specific imprimat de prezența T; se obțin numai proprietățile ce decurg direct din configurația particulară a RN (considerată infinită), proprietăți care nu depind de tipul particular de amplificator de bază: unul sau mai multe TB, unul sau mai multe TEC, unul sau mai multe amplificatoare integrate etc. De aceea, nulorul se utilizează ca model al T nu atît pentru *analiza* schemelor cu T, cît pentru *sinteza* unor scheme cu T, prin transformarea schemelor cu nuloare.

Tranzistorul generalizat (TG). În lucrarea [17] se propune un model numit tranzistor generalizat, notat prescurtat TG, și se arată aplicațiile lui. Redăm aici numai elementele necesare pentru aplicarea lui.

Numim *tranzistor generalizat* un dispozitiv T reprezentat prin simbolul geometric din figura 7.30 și descris prin următoarele proprietăți de semnal mic:

$$|v_{pf}| \ll |v_{mf}|,\ |v_{mp}|, \tag{7.54, a}$$

$$|i_p| \ll |i_f|,\ |i_m| \tag{7.54, b}$$

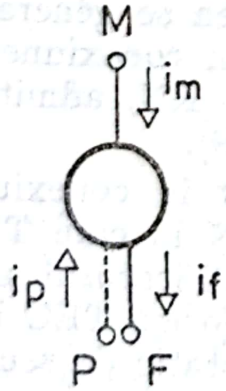


Fig. 7.30. Simbolul geometric al tranzistorului generalizat.

și, pentru sensurile pozitive alese ca în figura 7.30,

$$i_f i_p > 0, \quad i_f i_m > 0, \tag{7.54, c}$$

adică variațiile simultane ale curenților prin cele trei borne au același semn. (Evident, ultima proprietate rămîne adevărată și dacă se inversează sensurile pozitive ale tuturor acestor curenți.)

Din prima proprietate și aplicarea TKV decurge

$$|v_{mf}| \simeq |v_{mp}|; \tag{7.55, a}$$

din proprietatea a doua și aplicarea TKI decurge

$$|i_f| \simeq |i_m|. \tag{7.55, b}$$

Scanned with OKEN Scanner

Notațiile bornelor TG și simbolul său geometric au următoarele semnificații:

— F reprezintă borna prin care trece *fluxul* întreg de purtători mobili de sarcini electrice care formează curentul prin TG;

— M reprezintă borna prin care trec *mulți* (aproape toți) purtătorii mobili;

— P reprezintă borna prin care trec *puțini* dintre purtătorii mobili;

— legarea bornei P de cercul simbolului printr-o linie întreruptă arată că modulul variației curentului prin borna P este mult mai mic decît modulele variațiilor curenților prin bornele F și M, la variații simultane ale celor trei curenți (proprietatea a doua);

— lungimea arcului de cerc care leagă două borne vecine ale simbolului geometric este cu atît mai mare cu cît modulul variației tensiunii dintre acele borne este mai mare, la variații simultane ale potențialelor celor trei borne (prima proprietate).

Orice dispozitiv T, încărcat la cele două porți ale lui cu valorile uzuale în folosirea ca amplificator, admite TG ca model cvasistatic de semnal mic, pentru regiunea activă de lucru. Corespondența bornelor TG cu bornele dispozitivelor T din diferite clase (inclusiv tuburi

Tabelul 7.1. Corespondența bornelor TG cu bornele dispozitivelor T din diferite clase.

TG	TB	TEC	Tuburi cu vid
F	E	S	K
P	B	G	G
M	C	D	A

cu vid) este dată în tabelul 7.1. Pentru mai multă claritate în figura 7.31 sînt date echivalențele dintre cîteva tipuri de T și modelul TG; toate simbolurile au bornele corespunzătoare orientate similar.

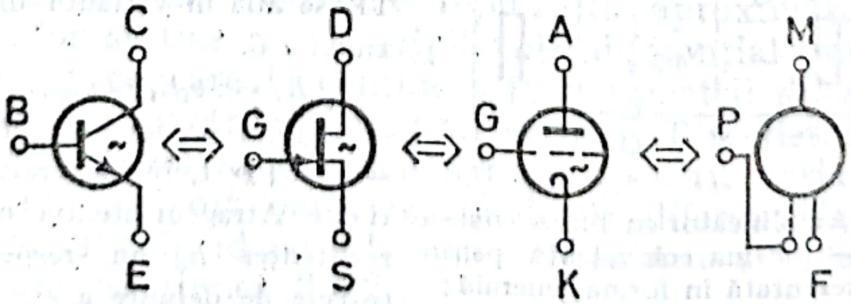


Fig. 7.31. Echivalența dintre cîteva tipuri de T și modelul TG.

Deoarece TG nu are un caracter excesiv de abstract, ca nulorul, aplicarea TG la analiza circuitelor cu T permite sesizarea, într-o anumită măsură, a specificului imprimat de prezența T. Anume, modelarea prin TG permite sesizarea acelor aspecte calitative și semicantitative ale proprietăților de semnal mic, ce decurg direct din conexiunea în care este montat T, dar nu depind de datele concrete ale dispozitivului T din circuitul analizat. Datorită sugestivității simbolului geometric al TG, aceste aspecte se obțin extrem de simplu, practic prin „citire" directă din schemă.

Modelarea prin TG permite să stabilim:

— dacă modulele amplificărilor A_v și A_i (definite aici față de semnalele de la intrarea dispozitivului T) sînt supraunitare sau aproximativ unitare;

— dacă varianta dată a unei conexiuni a T este directă sau inversă;

— dacă rezistența diferențială de ieșire R_o și cea de intrare R_i au valori comparabile sau mult diferite;

— dacă amplificările A_v și A_i sînt pozitive sau negative.

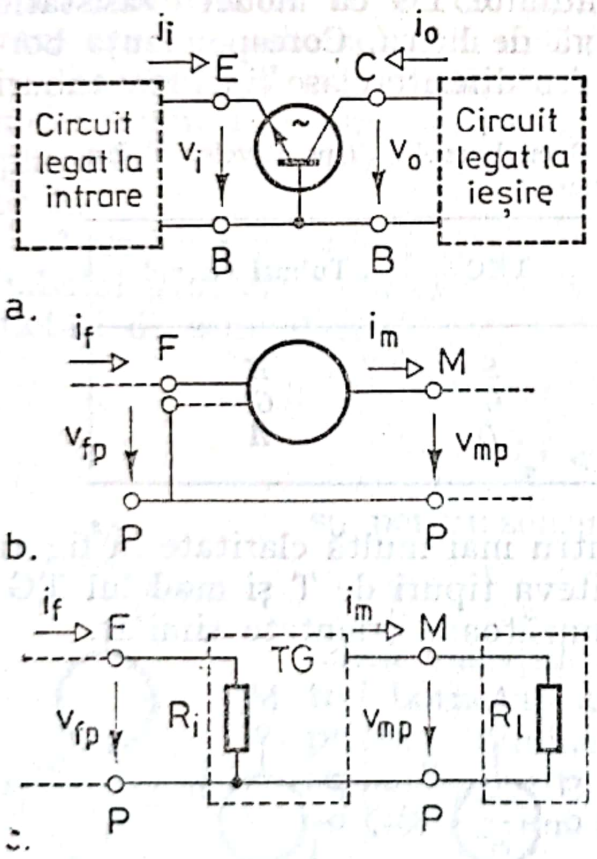


Fig. 7.32. Amplificator cu TB în conexiunea BC: *a* — schema echivalentă pentru variații, reprezentată în forma generală; *b* — modelarea TB prin TG; *c* — modelarea porții de intrare a TG prin R_i și a circuitului legat la ieșire prin R_l.

Exemplul 7.10. În figura 7.32, *a* este reprezentată în forma generală schema echivalentă pentru variații a unui amplificator cu TB în conexiunea *BC*. Folosind modelarea TB prin TG, (fig. 7.32, *b*) stabilim următoarele:

$|A_v| =: |v_o/v_i| = |v_{mp}/v_{fp}| \Rightarrow |A_v| \gg 1$, deoarece arcul de cerc dintre bornele *MP* este mult mai mare decît cel dintre *FP*.

$|A_i| =: |i_o/i_i| = |i_m/i_f| \Rightarrow |A_i| \simeq 1$, deoarece bornele *M* și *F* sînt legate de cercul simbolului cu același fel de linie (linie continuă).

$A_p =: |v_o i_o / v_i i_i| = |A_v \cdot A_i| \Rightarrow A_p > 1$, în baza rezultatelor anterioare deci TB se află în varianta directă a conexiunii *EC*.

$R_i =: v_i/i_i = v_{fp}/i_f$, $R_o \simeq |v_o/i_o| = |v_{mp}/i_m|$, de unde $R_o/R_i \simeq |A_v/A_i| \Rightarrow R_o/R_i \gg 1$, în baza rezultatelor anterioare. Atragem atenția că exprimarea rezistenței R_o nu respectă condițiile corecte de definire a ei, deoarece pentru determinarea rezistenței de ieșire a uniportului aflat la stînga porții *CB* tre-

Scanned with OKEN Scanner

buie pasivizate sursele necomandate din interiorul lui și nu am procedat așa; de aceea am folosit semnul „aproximativ egal". Se constată însă că această incorectitudine nu denaturează rezultatele analizei.

$A_i =: v_o/i_i = -i_m/i_f \Rightarrow A_i < 0$, în baza proprietății (7.54, *c*).

Pentru a determina semnul amplificării în tensiune modelăm poarta de intrare a TG prin rezistența echivalentă de intrare R_i, iar circuitul legat la ieșire prin rezistența lui echivalentă (pentru variații) R_i (figura 7.32, *c*). Rezultă

$A_v =: v_o/v_i = R_i i_m/R_i i_f \Rightarrow A_v > 0$, în baza proprietății (7.54, *c*) și a faptului că cele două rezistențe sînt pozitive (ca rezistențe echivalente pentru variații ale unor uniporți pasivi).

Modele diferențiale liniare. Am precizat mai sus că toate modelele cvasistatice de semnal mic sînt liniare, deoarece presupun înlocuirea caracteristicilor statice reale ale T prin aproximări liniare în jurul unui PSF dat. Datorită caracterului abstract al nulorului și al TG, pînă aici nu am făcut însă apel în mod explicit la aceste aproximări. Modelele pe care le prezentăm în cele ce urmează sînt concrete iar ecuațiile lor sînt tocmai aproximările liniare ale caracteristicilor statice.

După cum se știe, aproximarea liniară a unei funcții $f(x)$ în jurul punctului x_o este

$$f(x) \simeq f(x_o) + f'(x_o) \cdot (x - x_o). \tag{7.56}$$

Scrisă sub altă formă, această relație devine

$$\Delta f \simeq f'(x_o) \cdot \Delta x. \tag{7.57}$$

Pentru o funcție de două variabile $f(x, y)$ relația analoagă este

$$\Delta f \simeq f'_x(x_o, y_o) \cdot \Delta x + f'_y(x_o, y_o) \cdot \Delta y \tag{7.58}$$

unde f'_x și f'_y sînt derivatele parțiale ale lui f în raport cu x, respectiv y

În cazul unui dispozitiv T creșterile funcției și variabilelor corespund variațiilor de semnal la porțile lui, f corespunde unei funcții caracteristice statice iar derivatele parțiale ale acesteia reprezintă parametrii diferențiali ai T.

Numim *model diferențial liniar* al unui dispozitiv T un model cvasistatic de semnal mic care reprezintă aproximările liniare ale caracteristicilor statice ale T. (Epitetul „diferențial" arată că mărimile de circuit pe care le conține sînt parametrii *diferențiali* ai T.)

Deoarece parametrii diferențiali ai unui T se determină în condiții de mers în gol sau în scurtcircuit (pentru variații), la fel cu parametrii unui diport oarecare, modelele diferențiale liniare *complete* ale unui T coincid cu schemele echivalente standard ale diportului oarecare (secțiunea 3.4.2).

În continuare prezentăm cîteva modele *simplificate*, valabile pentru regiunea activă a T.

Scanned with OKEN Scanner

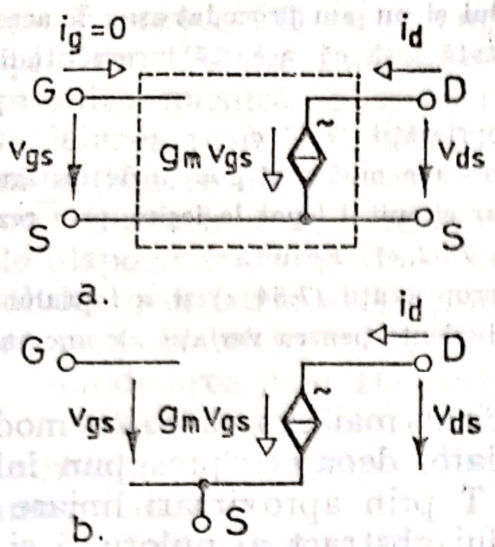


Fig. 7.33. Model diferențial liniar simplificat, valabil pentru TEC în regiunea de strangulare: *a* — în conexiunea SC; *b* — în orice conexiune.

Exemplul 7.11. Presupunem din nou, ca în exemplul 7.5, că în regiunea de strangulare caracteristicile statice de ieșire ale TECJ sînt orizontale; curentul de drenă este atunci funcție de o singură variabilă, tensiunea dintre grilă și sursă:

$$i_D = i_D(v_{GS}). \tag{7.59}$$

Conform relației (7.57) rezultă pentru variațiile (creșterile) i_d și v_{gs}

$$i_d = (\partial i_D/\partial v_{GS})v_{gs},$$

unde derivata parțială este transconductanța diferențială g_m, definită prin relația (7.41); așadar,

$$i_d = g_m v_{gs}. \tag{7.60, a}$$

Curentul de grilă fiind zero — relația (7.38) — rezultă că și variația lui este zero

$$i_g = 0 \tag{7.60, b}$$

Sistemul de două ecuații (7.60) este reprezentat prin modelul diferențial liniar din figura 7.33, *a*, pentru conexiunea *SC*. Desenat sub forma din figura 7.33, *b*, modelul este utilizabil pentru orice conexiune.

Menționăm că sistemul (7.60) și modelul diferențial corespunzător sînt valabile nu numai pentru TECJ cu canal *n*, ci pentru orice fel de TECJ și orice fel de TECMOS. Conductanța g_m este întotdeauna pozitivă, iar valorile ei tipice sînt de ordinul mS.

Exemplul 7.12. Să examinăm din nou TB din exemplul 7.6. Presupunem că, în regiunea activă directă, curentul de bază și cel de colector nu depind de tensiunea v_{CE}; ambele funcții caracteristice statice ale TB sînt atunci funcții de o singură variabilă:

$$i_B = i_B(v_{BE}), \tag{7.61, a}$$

$$i_C = i_C(i_B). \tag{7.61, b}$$

Înlocuind în aproximările liniare ale acestor funcții definițiile (7.47) și (7.49) ale parametrilor diferențiali h_{fe}, respectiv h_{ie}, obținem sistemul de două ecuații pentru variații de semnal

$$i_b = v_{be}/h_{ie}, \tag{7.62, a}$$

$$i_c = h_{fe} i_b. \tag{7.62, b}$$

Dacă folosim notația β_f pentru h_{fe} și ținem seama că, în aproximația în care lucrăm, $r_\pi = h_{ie}$, ultimul sistem ia forma

$$i_b = v_{be}/r_\pi, \tag{7.63, a}$$

$$i_c = \beta_f i_b, \tag{7.63, b}$$

Scanned with OKEN Scanner

care este reprezentată prin modelul diferențial liniar din figura 7.34, *a*, pentru conexiunea *EC*. Acest model se numește *modelul hibrid simplificat* al TB în conexiunea *EC*, deoarece este o variantă simplificată a schemei echivalente standard a diportului oarecare, descris prin parametrii hibrizi (se obține pentru $h_r=0$ și $h_o=0$). Așa se explică și folosirea notațiilor tipice pentru parametrii hibrizi, h_{ie} și h_{fe}, în forma (7.62) a sistemului de ecuații.

O altă formă mult folosită se obține dacă înlocuim prima ecuație în a doua:

$$i_b = v_{be}/r_\pi, \qquad (7.64, a)$$

$$i_c = g_m v_{be}. \qquad (7.64, b)$$

Am făcut uz aici de relația (7.52), scrisă cu notațiile β_f și r_π:

$$g_m = \beta_f/r_\pi. \qquad (7.65)$$

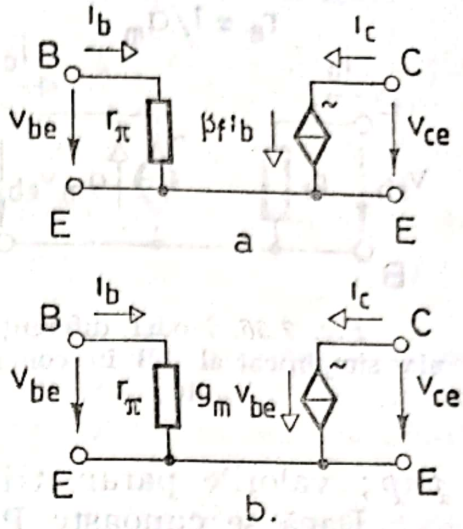


Fig. 7.34. Modele diferențiale liniare ale TB în conexiunea EC: *a* — modelul hibrid simplificat; *b* — modelul π-hibrid simplificat.

Sistemul (7.64) se reprezintă prin modelul diferențial liniar din figura 7.34, *b*, pentru conexiunea *EC*. Acest model se numește *modelul π—hibrid simplificat* al TB în conexiunea *EC*, deoarece este o variantă simplificată a modelului numit π — hibrid. (Notațiile parametrilor sînt cele folosite la modelul π — hibrid.)

Observăm că SCL conținută în modelele prezentate este de tip CII în figura 7.34, *a* și de tip CVI în figura 7.34, *b*; în rest, cele două modele sînt identice. Menționăm că ambele modele sînt utilizabile pentru orice conexiune a TB, lucru ilustrat prin felul în care sînt desenate în figura 7.35.

Un model diferențial liniar simplificat, avantajos pentru conexiunea *BC* a TB, este dat în figura 7.36. Ca și celelalte modele, poate fi și el utilizat pentru orice conexiune, însă folosirea expresiei aproximative a rezistenței de emitor,

$$r_e \simeq 1/gm, \qquad (7.66)$$

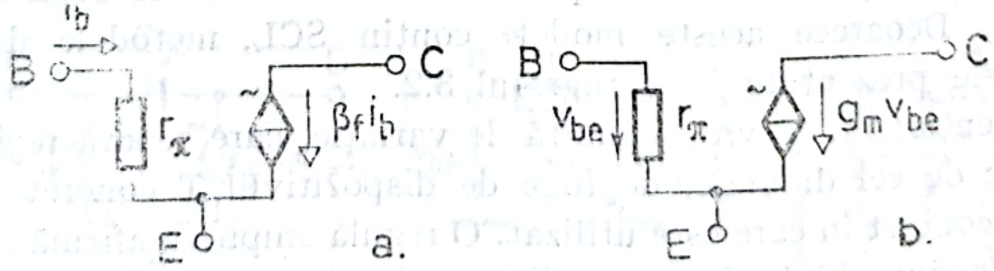


Fig. 7.35. Modele diferențiale liniare ale TB, utilizabile pentru orice conexiune: *a* — modelul hibrid simplificat; *b* — modelul π-hibrid simplificat.

Scanned with OKEN Scanner

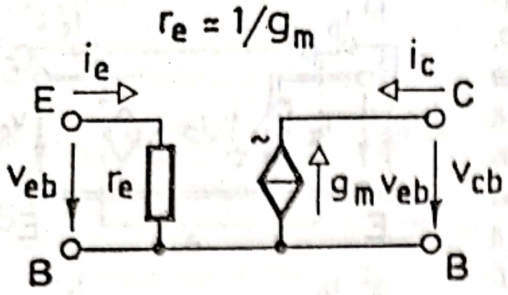


Fig. 7.36. Model diferențial liniar simplificat al TB în conexiunea BC.

este permisă numai pentru conexiunea *BC*. Într-adevăr, ea este echivalentă cu condiția $i_b \simeq 0$, care poate duce la rezultate denaturate pentru alte conexiuni. Dacă se folosește modelul din figura 7.36 pentru altă conexiune decît *BC*, calculul rezistenței r_e trebuie făcut cu relația exactă

$$r_e = \beta_f/(\beta_f + 1)g_m. \qquad (7.67)$$

Toate modelele diferențiale liniare sînt valabile atît pentru TB de tip *npn* cît și pentru TB de tip *pnp*; valorile parametrilor β_f, g_m și r_π sînt întotdeauna pozitive.

Dacă se cunoaște PSF al TB care se modelează, deci I_C, și se dă valoarea lui β_f în acest PSF, valorile celorlalți parametri ai modelelor diferențiale simplificate se calculează cu relațiile date pe parcurs și grupate aici:

$g_m = 40|I_C|$[mS, mA], la temperatura ambiantă (7.51)

$$r_\pi = \beta_f/g_m, \qquad (7.65)$$

$$r_e \simeq 1/g_m. \qquad (7.66)$$

Exemplul 7.13. Un TB lucrează în PSF în care $|I_C| = 1$ mA și are $\beta_f = 100$ în acest PSF. Rezultă valorile celorlalți parametri ai modelelor diferențiale simplificate: $g_m = 40$ mS, $r_\pi = 2{,}5$ kΩ, $r_e \simeq 25$ Ω.

Spre deosebire de analiza bazată pe modelarea T prin nulor sau TG, analiza cu ajutorul modelelor diferențiale liniare conduce la rezultate care reflectă proprietățile concrete, cantitative, ale dispozitivelor T din circuit. Ea permite studiul complet al funcționării amplificatoarelor cu T în regim cvasistatic de semnal mic: determinarea funcțiilor de diport (amplificări de orice tip, imitanțe de intrare și de ieșire) și calculul componentelor variabile ale semnalelor din circuit. Deoarece aceste modele conțin SCL, metodele de analiză sînt cele prezentate în paragraful 3.2.

Menționăm că viteza limită de variație, care separă regimul cvasistatic de cel dinamic, depinde de dispozitivul T concret și de circuitul concret în care este utilizat. O regulă empirică afirmă că, pentru semnale sinusoidale, frecvența limită pînă la care sînt valabile modelele diferențiale liniare este de ordinul a 10 kHz (aproximativ limita superioară a domeniului audio).

Scanned with OKEN Scanner

7.4.5. MODELAREA T PENTRU REGIMUL DINAMIC DE SEMNAL MIC

Primele efecte dinamice care apar, cînd creşte viteza de variaţie a semnalelor, sînt de natură capacitivă. Ele sînt produse de capacităţile inerente structurii interne a dispozitivelor T: capacităţile joncţiunii *pn*, capacitatea structurii MOS.

Calea cea mai simplă pentru obţinerea unor modele dinamice de semnal mic care să includă aceste efecte constă în completarea cu capacităţi a modelelor diferenţiale liniare.

Exemplul 7.14. Între grila şi canalul tranzistoarelor cu efect de cîmp există întotdeauna un cuplaj capacitiv: la TECMOS prin condensatorul format din dioxidul de siliciu aflat între stratul de metal şi semiconductor, la TECJ prin capacitatea de barieră a joncţiunii *pn* polarizate invers.

În modelul unui TEC canalul apare prin cele două borne ale sale, sursa şi drena; capacitatea dintre grilă şi canal va apare deci sub forma a două capacităţi, C_{gs} şi C_{gd}. Adăugînd aceste capacităţi la modelul diferenţial din figura 7.33, *b*, obţinem modelul dinamic de semnal mic din figura 7.37, *a*, valabil pentru orice tip de TEC. Valorile capacităţilor sînt mici, de ordinul cîtorva pF.

Exemplul 7.15. Apariţia efectelor capacitive la TB se datoreşte proprietăţilor fizice ale regiunii bazei şi ale celor două joncţiuni *pn*, joncţiunea colectoare şi cea emitoare. La joncţiunea colectoare, care este polarizată invers, se manifestă capacitatea de barieră C_{jc}. (La modificarea tensiunii de polarizare a joncţiunii se modifică sarcina acumulată în regiunea de barieră.) Valorile tipice ale C_{jc} sînt cuprinse între 1 şi 10 pF. Menţionăm că valoarea C_{jc} depinde în oarecare măsură de tensiunea V_{CB} (şi deci de V_{CE}).

La joncţiunea emitoare, care este polarizată direct, se manifestă capacitatea de barieră C_{je}, analoagă capacităţii C_{jc}.

Un al treilea efect capacitiv se datoreşte sarcinii stocate în regiunea neutră a bazei. Modificarea tensiunii de polarizare directă a joncţiunii emitoare modifică această sarcină, iar curentul electric corespunzător se închide prin bornele bazei şi emitorului. Între aceste borne apare deci o capacitate C_b, care se însumează cu C_{je}.

Adăugînd la modelul π-hibrid simplificat (figura 7.35, *b*) capacităţile descrise aici, obţinem modelul dinamic de semnal mic din figura 7.37, *b*; el este un model π-hibrid

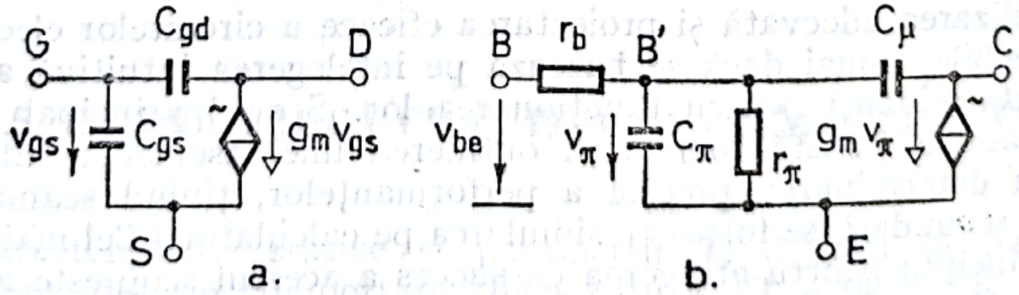


Fig. 7.37. Modele dinamice de semnal mic: *a* — pentru TEC; *b* — pentru TB (model π-hibrid).

Scanned with OKEN Scanner

mai puțin simplificat, dar nu este încă modelul π-hibrid complet [15]. C_μ este notația tradițională pentru C_{je} și

$$C_\pi = C_{je} + C_b. \tag{7.68}$$

Capacitatea C_π crește aproximativ liniar cu $|I_C|$, iar valorile ei tipice sînt de ordinul 200 ... 300 pF.

În modelul dinamic apare și un al treilea element suplimentar față de modelul diferențial liniar: rezistența r_b. Ea reprezintă rezistența de volum a materialului semiconductor aflat între borna bazei și zona ei activă (zona care difuzează purtătorii minoritari de la emitor spre colector). Mărimea acestei rezistențe depinde puternic de tipul TB și scade cu creșterea $|I_C|$ la un TB dat (într-un tranzistor *npn* tipic ea poate scădea cu 50% cînd I_C crește de la 0,1 mA la 10 mA [15]). Valorile tipice ale r_b sînt cuprinse în intervalul 20 ... 100 ohmi.

Întrucît r_b nu reflectă o proprietate capacitivă, ci una rezistivă, ea nu este specifică regimului dinamic; am fi putut-o include și în modelul cvasistatic. Totuși, deoarece de obicei $r_b \ll r_\pi$, influența ei este mică în regim cvasistatic; influența ei devine importantă numai la frecvențe înalte, datorită faptului că prin ea trece curentul de încărcare a capacităților C_π și C_μ, curent care crește cu frecvența.

Atragem atenția că tensiunea de comandă a sursei de curent de la ieșirea unui model π-hibrid este întotdeauna căderea de tensiune pe rezistența r_π. Ca urmare, în prezența rezistenței r_b ea diferă de tensiunea de intrare v_{be}.

Deși parametrii modelului dinamic π-hibrid al TB depind de PSF, ei nu depind de frecvența semnalului aplicat. Ultima proprietate explică larga utilizare a acestui model. În literatură se iau în considerare și alte modele dinamice, de pildă cele bazate pe parametrii de diport hibrizi *h* sau pe parametrii de diport admitanțe *y*. Deoarece parametrii acestor modele depind de frecvență, ei trebuie dați sub formă de grafice. În schimb, parametrii modelului π-hibrid pot fi luați din prospecte, valorile lor fiind independente de frecvențele care ne interesează.

7.4.6. ALEGEREA UNUI MODEL AL T PENTRU ANALIZA APROXIMATIVĂ A CIRCUITELOR

Utilizarea adecvată și proiectarea eficace a circuitelor electronice sînt posibile numai dacă se bazează pe înțelegerea intuitivă a factorilor determinanți pentru funcționarea lor. Scopul principal al analizei manuale constă tocmai în obținerea unei asemenea înțelegeri. (Pentru determinarea precisă a performanțelor, ținînd seama și de factorii secundari, se folosește simularea pe calculator.) Cel mai important principiu pentru atingerea cu succes a acestui scop este alegerea celui mai simplu model posibil pentru dispozitivele din circuit, care asigură precizia cerută a rezultatelor.

Scanned with OKEN Scanner

Din nefericire, nu se pot formula reguli generale pentru alegerea celui mai simplu model. De exemplu, analiza circuitelor de polarizare a TB (analiza regimului cvasistatic de semnal mare) se simplifică considerabil dacă se presupune că tensiunea dintre bază și emitor este constantă. Există însă circuite de polarizare în care PSF depinde de relația neliniară dintre curentul de colector și tensiunea bază-emitor; analiza lor pe baza presupunerii că această tensiune este constantă conduce la erori mari ale rezultatelor. De aceea, etapa cheie în orice analiză este inspectarea circuitului pentru a determina care aspecte ale comportării T îi influențează puternic funcționarea; se simplifică apoi modelul astfel ca să păstreze numai aceste aspecte.

7.4.7. ROLURILE T ÎN CIRCUIT

Rolurile care le revin dispozitivelor T în diferite circuite sînt determinate de proprietățile fizice ale diferitelor tipuri de T, pe de o parte, și de modul în care sînt utilizate T, pe de altă parte. Menționăm următoarele roluri principale:

— amplificator (SCL pentru variații),
— supapă electronică comandată;
— rezistență liniară comandată prin tensiune;
— transformator funcțional (logaritmic, exponențial);
— componentă D.

Folosirea T cu rol de amplificator stă la baza unei varietăți aproape nelimitate de amplificatoare electronice. Folosirea T cu rol de supapă comandată stă la baza realizării unor tipuri de redresoare comandate, invertoare și a unei diversități foarte mari de circuite logice. Rolurile de rezistență liniară comandată prin tensiune și de transformator funcțional au mai puține aplicații. În fine, în unele situații (de exemplu în circuitele integrate) este avantajoasă folosirea T cu rol de componentă D; în acest scop fie rămîne neutilizată una dintre bornele T, fie se scurtcircuitează între ele două borne ale T.

7.5. COMPORTAREA CIRCUITELOR ELEMENTARE CU T

Caracteristicile statice și parametrii T, definiți în paragraful precedent, descriu comportarea dispozitivelor T *neîncărcate*, adică în condițiile limită de mers în gol sau în scurtcircuit (pentru variații). Altfel spus, fiecare caracteristică statică și fiecare parametru sînt

Scanned with OKEN Scanner

definiți menținînd constantă una dintre cele două variabile de care depind funcțiile caracteristice ale T.

În paragraful de față examinăm proprietățile dispozitivelor T *încărcate*. Prin aceasta înțelegem că elementele exterioare conectate la porțile T au valori oarecare, astfel încît nu mai asigură condițiile limită menționate mai sus. Ca urmare nu mai este menținută constantă una dintre variabile, ci se modifică simultan ambele variabile ale funcțiilor caracteristice ale T.

Circuitele elementare cu T, pe care le numim și *etaje* cu T, reprezintă cele mai simple montaje în care dispozitivele T sînt încărcate. Prin îmbinarea lor după anumite reguli se obțin toate montajele mai complexe întîlnite în aplicații.

Din totalitatea etajelor cu T existente, în acest paragraf examinăm numai cîteva exemple, care reprezintă modurile fundamentale de utilizare a T. Ele sînt importante atît prin aplicațiile lor cît și prin faptul că permit o bună ilustrare a metodicii de studiu.

Etajele cu T se împart în două clase principale: etaje cu un T și etaje cu două T. Exemplele pe care le examinăm sînt alese din ambele clase.

În scopul utilizării unei terminologii unice pentru TEC și TB, notăm în general bornele unui dispozitiv T cu simbolurile introduse pentru bornele TG: F, M și P (secțiunea 7.4.4).

7.5.1. DREAPTA DE SARCINĂ

Funcționarea statică și cea cvasistatică de semnal mare ale circuitelor electronice sînt puternic influențate de neliniaritățile componentelor electronice, motiv pentru care nu pot fi studiate folosind metodele simple și eficace, specifice circuitelor liniare (metoda suprapunerii, teoremele lui Thévenin și Norton). În discuția de pînă acum am prezentat unele metode de studiu analitic, care cer însă aproximarea prealabilă a caracteristicilor statice neliniare ale componentelor electronice. Alături de ele, în cele ce urmează folosim și o metodă grafică, pe care o prezentăm aici. Ea are două merite deosebite: nu cere nici un fel de aproximări și este intuitivă.

Metoda permite aflarea valorilor statice ale semnalelor de la poarta unei componente electronice, atunci cînd circuitul (activ) conectat la acea poartă este liniar; schema bloc generală este dată în figura 7.38, *a*. Metoda constă în determinarea caracteristicilor statice ale circuitului liniar și componentei electronice la poarta AB (caracteristici de tip uniport), urmată de găsirea grafică a soluției pentru semnalele de la poarta AB.

Scanned with OKEN Scanner

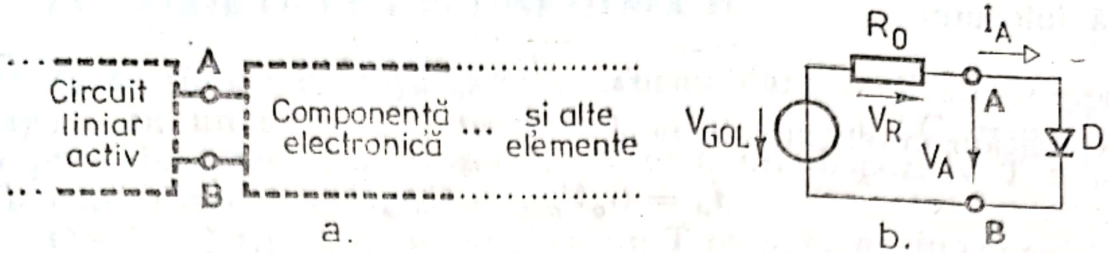


Fig. 7.38. Interconectarea porții unui circuit liniar activ cu poarta unei componente electronice: *a* — schema generală; *b* — caz particular.

Pentru ilustrare considerăm schema simplă din figura 7.38, *b*. Circuitul de la dreapta porții AB se reduce aici la o componentă de tip D, iar circuitul de la stînga porții este modelat printr-o sursă Thévenin. Menționăm că în acest context rezistența de ieșire R_o joacă rol de sarcină pentru componenta D și se numește *rezistență de sarcină*, tensiunea de mers în gol V_{GOL} asigură o anumită polarizare a componentei D și se numește *tensiune de polarizare*.

Să aflăm valorile statice V_A și I_A ale semnalelor de la poarta AB.

a) Determinăm întîi caracteristicile statice la poarta AB, folosind notațiile din figura 7.39, *a*. Caracteristica statică $i_A = i_A(v_A)$ a diodei D este neliniară, ea se ridică experimental sau se ia din catalog (curba D în figura 7.39, *b*).

Caracteristica statică $i_A = i_A(v_A)$ a circuitului liniar este o dreaptă care nu trece prin origine; ea se determină experimental, prin măsurarea coordonatelor a două puncte de funcționare, sau prin calcul. Ecuația acestei drepte se obține aplicînd TKV de-a lungul conturului $A-B$ — sursa V_{GOL} — R_o — A:

$$v_A = V_{GOL} - v_R. \tag{7.69}$$

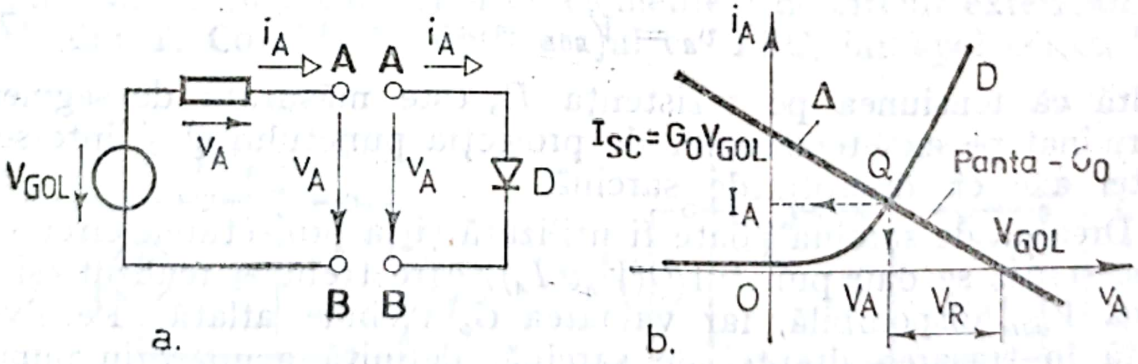


Fig. 7.39. Aflarea valorilor statice ale semnalelor de la poarta unei diode D, folosind dreapta de sarcină; *a* — notațiile utilizate; *b* — rezolvarea grafică.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă înlocuim

$$v_R = R_0 i_A \tag{7.70}$$

şi explicităm curentul, obţinem

$$i_A = G_0 V_{GOL} - G_0 v_A. \tag{7.71}$$

Dreapta corespunzătoare se construieşte de obicei prin tăieturi; punctele de intersecţie cu axele de coordonate sînt

$$v_A = V_{GOL},\ i_A = 0, \tag{7.72}$$

$$v_A = 0,\ i_A = G_0 V_{GOL} = I_{SC} \tag{7.73}$$

şi reprezintă regimurile de mers în gol, respectiv în scurtcircuit. Caracteristica statică a circuitului liniar este deci dreapta Δ din figura 7.39, *b*, de pantă $-G_0$.

Datorită elementelor care o definesc, Δ se numeşte *dreapta tensiunii de polarizare şi a rezistenţei de sarcină statice*. În mod uzual se foloseşte însă denumirea mai scurtă de *dreaptă de sarcină*. Pentru valori mari ale G_0 (mici ale R_0) dreapta de sarcină tinde către verticală, iar pentru valori mici ale G_0 (mari ale R_0), către orizontală.

b) Găsirea grafică a valorilor V_A şi I_A este imediată. Valorile particulare ale semnalelor v_A şi i_A, care se stabilesc cînd dioda D şi sursa Thévenin sînt interconectate la poarta AB, trebuie să reprezinte coordonatele unui punct comun celor două caracteristici. Valorile particulare căutate, V_A şi I_A, sînt deci coordonatele punctului (unic) de intersecţie Q a celor două caracteristici statice şi pot fi determinate grafic (figura 7.39, *b*). Aşa cum ştim, Q este numit punctul static de funcţionare a D.

Dacă scriem ecuaţia (7.69) sub forma

$$v_R = V_{GOL} - v_A, \tag{7.74}$$

rezultă că tensiunea pe rezistenţa R_0 este măsurată de segmentul determinat pe axa tensiunilor de proiecţia punctului Q şi intersecţia acestei axe cu dreapta de sarcină.

Dreapta de sarcină poate fi utilizată şi la proiectarea circuitelor. În acest caz se dau punctul $Q(V_A, I_A)$, care trebuie realizat, şi tensiunea V_{GOL} disponibilă, iar valoarea G_0 trebuie aflată. Rezolvarea constă în trasarea dreptei de sarcină, definită acum prin punctele Q şi $(V_{GOL}, 0)$, urmată de calcularea opusei pantei ei, care este egală cu G_0 (vezi figura 7.39, *b*):

$$G_0 = I_{SC}/V_{GOL}. \tag{7.75}$$

Scanned with OKEN Scanner

În secțiunea de față și în cea următoare analizăm comportarea etajelor cu un singur T, montat în conexiunea *FC*, respectiv *MC*. În prealabil precizăm deosebirile dintre un dispozitiv T neîncărcat și același dispozitiv încărcat.

O schemă tipică de montaj cu un T neîncărcat, în conexiunea *FC*, este dată în figura 7.40, *a*. Tensiunile surselor v_P și v_M se aplică direct la porțile T și reprezintă cele două variabile ale funcțiilor caracteristice ale T.

Schema tipică a etajului corespunzător (montajul cu un T încărcat, în conexiunea *FC*) este arătată în figura 7.40, *b*. Aici tensiunile surselor v_S și V_{MM} nu se aplică direct la porțile T, ci sînt înseriate cu rezistențele R_S, respectiv R_M. Tensiunile v_S și V_{MM} sînt cele două variabile ale funcțiilor caracteristice ale etajului cu T. În funcționarea uzuală a etajului, tensiunea V_{MM} este însă menținută constantă.

Întrucît la fiecare poartă a T este conectat un circuit activ liniar format dintr-o sursă de tensiune înseriată cu o rezistență, regăsim situația din figura 7.38. Putem deci folosi metoda dreptei de sarcină, fapt care contribuie la realizarea unei înțelegeri intuitive a legăturii dintre proprietățile geometrice ale caracteristicilor statice ale T și funcționarea etajului cu T.

Deși schema etajului cu un T, dată în figura 7.40, *b*, este foarte simplă, circuitele ei de intrare și de ieșire, formate fiecare dintr-o sursă de tensiune înseriată cu o rezistență, pot reprezenta modelele (Thévenin) ale unor circuite mult mai complexe. În consecință, discuția bazată pe această schemă are o aplicabilitate generală.

În continuare analizăm calitativ funcționarea etajului cînd variază tensiunea de intrare v_S, după care determinăm caracteristica lui statică de transfer în tensiune $v_o = v_o(v_S)$, în funcție de caracteristicile statice ale T (neîncărcat) și de elementele de circuit exterioare dispozitivului T. Considerăm întîi etajul cu TEC, iar apoi cel cu TB.

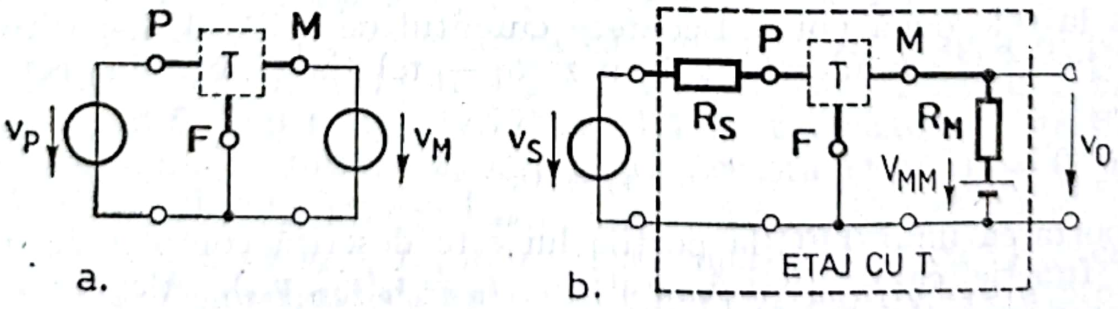


Fig. 7.40. Scheme tipice cu T în conexiunea FC: *a* — T neîncărcat; *b* — T încărcat (etaj cu T).

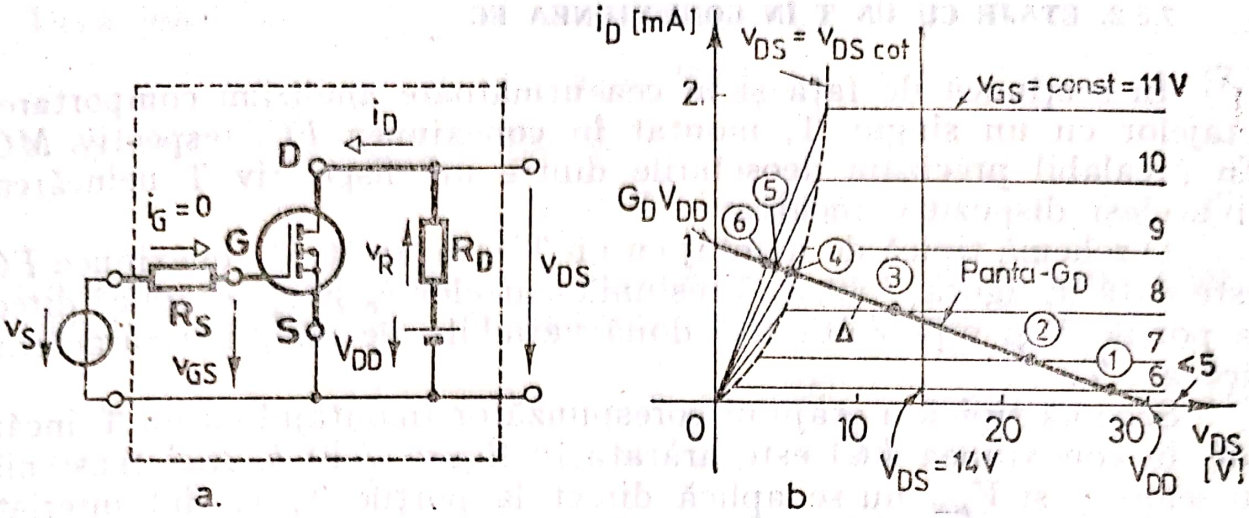


Fig. 7.41. **Etaj cu un TECMOS cu canal *n* indus, în conexiunea SC: *a* — schema de principiu; *b* — determinarea grafică a caracteristicii de transfer $v_{DS} = v_{DS}(v_S)$.**

1° *Etajul cu un TEC în conexiunea SC.* Conexiunea notată generic *FC* corespunde conexiunii *SC* a TEC, iar bornele *P* şi *M* reprezintă respectiv bornele *G* şi *D* ale TEC (vezi tabelul 7.1. din secţiunea 7.4.4. pentru corespondenţa dintre bornele TG şi TEC). Dacă ţinem seama de această corespondenţă şi înlocuim dispozitivul T din figura 7.40, *b* cu un TECMOS cu canal *n* indus, obţinem schema de principiu din figura 7.41, *a*. Sursa v_s asigură polarizarea grilei, iar rezistenţa R_s este rezistenţa de sarcină a grilei. Sursa V_{DD} asigură polarizarea drenei şi furnizează puterea consumată de etaj; ea este sursa de alimentare a etajului. Rezistenţa R_D este rezistenţa de sarcină a drenei.

Componenta variabilă a tensiunii v_s reprezintă tensiunea de excitaţie. Faţă de borna comună celor două porţi, al cărei potenţial se ia ca referinţă, tensiunea de excitaţie se aplică, prin R_s, pe grilă; iar tensiunea de ieşire (răspunsul) se culege direct de pe drenă (răspunsul este chiar tensiunea de la poarta *DS* a TEC).

Fiind dat dispozitivul TEC folosit în etaj, îi cunoaştem comportarea la cele două porţi. Deoarece curentul de grilă al dispozitivelor TEC poate fi considerat egal cu zero — relaţia (7.38) din secţiunea 7.4.2,

$$i_G = 0, \tag{7.76}$$

comportarea unui TEC la porţile lui este descrisă complet de o singură funcţie caracteristică statică, $i_D = i_D(v_{GS}, v_{DS})$. Alegem reprezentarea geometrică a ei sub forma caracteristicilor statice de ieşire, date schematic în figura 7.41, *b*.

Scanned with OKEN Scanner

Dacă se cunosc valorile a două dintre cele trei semnale v_{GS}, v_{DS} și i_D, caracteristicile statice permit determinarea valorii celui de al treilea semnal. La etajul cu TEC se cunosc tensiunile v_S și v_{DD}, dar nici una dintre ele nu se aplică direct la porțile TEC. În scopul determinării PSF a TEC și deci a funcționării etajului este necesar să stabilim două relații de legătură între cele trei semnale de la porțile TEC și tensiunile cunoscute v_S și v_{DD}. Optăm pentru relațiile care exprimă tensiunea de comandă a TEC, v_{GS}, și tensiunea la poarta de ieșire a TEC, v_{DS}, care este totodată tensiunea de ieșire a etajului.

La intrare situația este foarte simplă. Datorită valorii nule a curentului de grilă, pe rezistența R_S nu cade tensiune, astfel că tensiunea de intrare se aplică în întregime la poarta GS a TEC:

$$v_{GS} = v_S. \tag{7.77}$$

La ieșire situația nu mai este la fel de simplă. Curentul de drenă fiind în general diferit de zero, tensiunea de ieșire v_{DS} este în general diferită de V_{DD}. Pentru a obține a doua relație aplicăm TKV în ochiul de ieșire

$$v_{DS} = V_{DD} - v_R; \tag{7.78}$$

înlocuind aici

$$v_R = R_D i_D, \tag{7.79}$$

rezultă expresia

$$v_{DS} = V_{DD} - R_D i_D. \tag{7.80}$$

Tensiunea de ieșire a etajului este egală cu tensiunea de alimentare, V_{DD}, minus căderea de tensiune pe rezistența de drenă.

Caracteristicile de ieșire ale TEC, din figura 7.41, *b*, împreună cu relațiile (7.77) și (7.80), determină complet funcționarea etajului din figura 7.41, *a*. Cu ajutorul lor analizăm acum efectele creșterii tensiunii de intrare v_S, începînd de la valori negative.

Caracteristicile de ieșire arată că tensiunea de prag a dispozitivului TEC folosit în etaj este $V_P = 5$ V; tranzistorul este deci blocat pentru $v_{GS} \leqslant 5$. Din relația (7.77) rezultă că tranzistorul este blocat pentru tensiuni de intrare $v_S \leqslant 5$ V. În această stare $i_D = 0$ și din relația (7.80) decurge $v_{DS} = V_{DD}$.

Dacă tensiunea $v_S = v_{GS}$ ia o valoare mai mare decît V_P, caracteristicile de ieșire arată că apare un curent i_D pozitiv, care produce o cădere de tensiune pe rezistența R_D și, în virtutea relației (7.80), o scădere a tensiunii v_{DS}. Dacă tensiunea v_S crește în continuare,

Scanned with OKEN Scanner

curentul i_D și căderea de tensiune pe R_D cresc și ele, iar v_{DS} continuă să scadă. Așadar, pentru $v_S > V_P$, *creșterea tensiunii de intrare comandă creșterea curentului de drenă și, prin aceasta, scăderea tensiunii de ieșire.*

Trecem acum la determinarea grafică a caracteristicii statice de transfer $v_{DS} = v_{DS}(v_S)$. În acest scop construim dreapta de sarcină la ieșire, descrisă de ecuația (7.80). Intersecțiile ei cu axele de coordonate sînt punctele $(V_{DD}, 0)$ și $(0, G_D V_{DD})$, iar panta ei este $-G_D$. (Dreapta de sarcină Δ din figura 7.41, *b* corespunde valorilor $V_{DD} = 30$ V și $R_D = 30$ kΩ.)

Fiecare valoare dată tensiunii $v_S = v_{GS}$ definește o caracteristică de ieșire a TEC, iar punctul de funcționare corespunzător se află la intersecția acestei caracteristici cu dreapta de sarcină. Astfel, valorii $v_S = 6$ V îi corespunde PSF notat cu ① în figura 7.41, *b*, valorii $v_S = 7$ V, punctul ② ș.a.m.d. Abscisa fiecărui PSF reprezintă valoarea tensiunii de ieșire v_{DS} corespunzătoare valorii respective a v_S. Cînd v_S crește, PSF parcurge dreapta de sarcină de jos în sus, începînd cu regiunea de blocare (pentru $v_S \leqslant V_P$), trecînd prin regiunea de strangulare și intrînd apoi în regiunea fără strangulare. Pe măsură ce PSF se deplasează de jos în sus pe Δ, tensiunea v_{DS} scade.

Reprezentînd geometric perechile de valori (v_S, v_{DS}), determinate ca mai sus, în sistemul ortogonal de axe $v_S O v_{DS}$, obținem caracteristica statică de transfer în tensiune a etajului cu un TEC în conexiunea *SC* (figura 7.42). Ea are trei regiuni principale, corespunzătoare celor trei regiuni de funcționare a TEC.

Regiunii de blocare a TEC îi corespunde palierul orizontal inițial al caracteristicii de transfer. Regiunii de strangulare a TEC îi corespunde *regiunea activă*, rapid descrescătoare. Regiunii fără strangulare, unde caracteristicile de ieșire se îndesesc, îi corespunde regiunea de limitare; aici are loc o limitare a creșterii curentului i_D cu creșterea tensiunii v_S și deci o limitare a scăderii tensiunii v_{DS}.

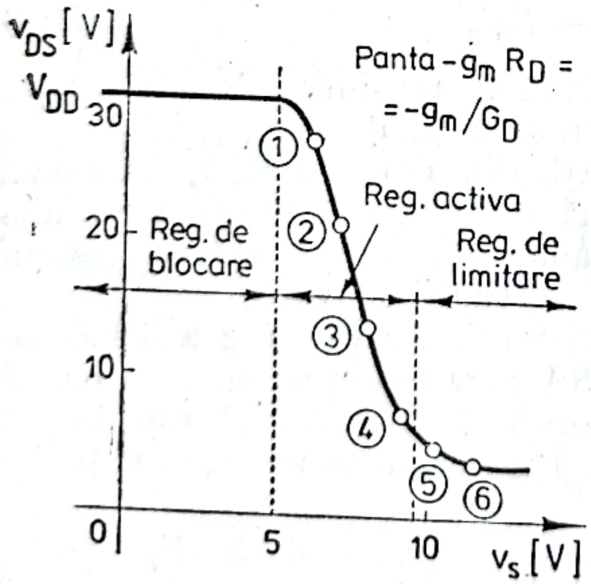


Fig. 7.42. Caracteristica statică de transfer în tensiune a etajului cu un TEC în conexiunea SC.

Pentru regiunea activă a caracteristicii de transfer putem obține ușor expresia simplificată a funcției $v_{DS} = v_{DS}(v_S)$. În acest scop înlocuim în ecuația simplificată (7.42) a curentului de drenă (vezi exemplul 7.5 din secțiunea 7.4.2),

$$i_D = I_{DSS}(1 - v_{GS}/V_P)^2,$$

pe v_{GS} cu v_S, conform egalității (7.77), și substituim expresia astfel obținută în relația (7.80):

$$v_{DS} = V_{DD} - R_D I_{DSS}(1 - v_S/V_P)^2 \qquad (7.80')$$

Tensiunea de ieșire variază neliniar (pătratic) cu tensiunea de intrare.

Comanda tensiunii de ieșire prin tensiunea de intrare este cea mai eficientă în regiunea activă. De pildă, cînd v_S crește cu 1 V, de la 7 la 8 V, v_{DS} scade cu 7 V, de la 20 la 13 V. Raportul dintre creșterile tensiunii de ieșire și intrare este -7 (etajul realizează și o inversare a semnului).

Prin definiție, panta caracteristicii de transfer în tensiune este amplificarea în tensiune A_v a etajului:

$$A_v =: \mathrm{d}v_{DS}/\mathrm{d}v_S. \qquad (7.81)$$

În virtutea relației (7.77) putem scrie

$$A_v = \mathrm{d}v_{DS}/\mathrm{d}v_{GS}. \qquad (7.81')$$

Pentru a obține expresia amplificării în funcție de elementele montajului (R_D) și parametrii diferențiali ai TEC (g_m), derivăm relația (7.80) ca o funcție compusă

$$\mathrm{d}v_{DS}/\mathrm{d}v_{GS} = (\mathrm{d}v_{DS}/\mathrm{d}i_D)(\mathrm{d}i_D/\mathrm{d}v_{GS}).$$

Dacă ne referim la regiunea de strangulare a TEC (regiunea activă a caracteristicii de transfer a etajului), în ipotezele simplificatoare ale figurii 7.41, *b*, curentul de drenă depinde numai de tensiunea v_{GS}; din definiția (7.41) dată în secțiunea 7.4.2 decurge atunci că $\mathrm{d}i_D/\mathrm{d}v_{GS} = g_m$. Expresia căutată este deci

$$A_v = -g_m R_D. \qquad (7.82)$$

Amplificarea în tensiune a etajului este egală cu produsul dintre transconductanța diferențială a TEC și rezistența de sarcină a drenei (sau cu raportul dintre transconductanța diferențială a TEC și conductanța de sarcină a drenei), luat cu semn schimbat. În condițiile figurii 7.41, *b*, valorile numerice sînt $R_D = 30\ \mathrm{k\Omega}$ și, pentru $v_{GS} = -7{,}5$ V, $g_m = 0{,}24$ mS; rezultă $A_v = -7{,}2$, aproximativ aceeași valoare ca raportul determinat mai sus.

Observație. Am constatat că încărcarea produsă de rezistența R_S la intrarea etajului cu TEC (figura 7.41, *a*) este lipsită de consecințe: datorită valorii nule a curentului de grilă, tensiunea de intrare se aplică direct la poarta *GS*, ca la dispozitivul TEC neîncărcat.

În schimb, încărcarea produsă de rezistența R_D la ieșirea etajului are un rol fundamental. Sistemul ortogonal de axe $v_{DS}Oi_D$, care

Scanned with OKEN Scanner

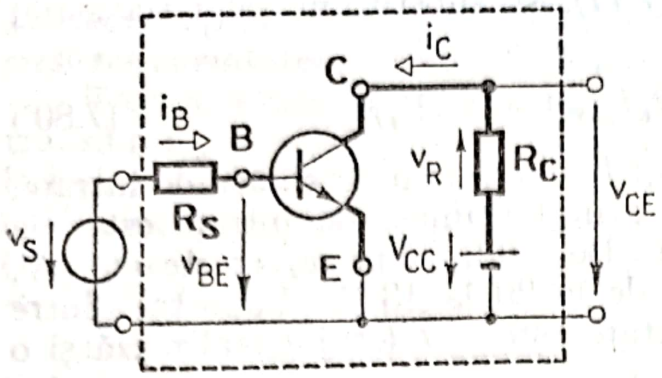


Fig. 7.43. Etaj cu un TB tip *npn* în conexiunea EC.

conține caracteristicile de ieșire ale TEC (figura 7.41, *b*), permite interpretarea geometrică intuitivă a rolului acestei încărcări. În cazul TEC neîncărcat ($R_D = 0$), dacă menținem $v_{GS} = \text{const}$ și variem v_{DS} obținem o caracteristică de ieșire a TEC, care este aproximativ orizontală în regiunea de strangulare; dacă menținem $v_{DS} = \text{const}$ și variem v_{GS} obținem o dreaptă verticală (în figură este trasată dreapta $v_{DS} = 14$ V). În cazul TEC încărcat ($R_D \neq 0$), în funcționarea uzuală menținem $V_{DD} = \text{const}$ și variem $v_S = v_{GS}$; obținem o dreaptă înclinată, de pantă $-G_D$, adică variază și v_{DS} simultan cu v_{GS}.

2° *Etajul cu un TB în conexiunea EC.* Conexiunea notată generic *FC* corespunde conexiunii *EC* a TB, iar bornele *P* și *M* reprezintă respectiv bornele *B* și *C* ale TB (vezi tabelul 7.1 din secțiunea 7.4.4 pentru corespondența dintre bornele TG și TB). Dacă ținem seama de această corespondență și înlocuim dispozitivul T din figura 7.40, *b* cu un tranzistor bipolar *npn*, obținem schema de principiu din figura 7.43. Sursa v_S asigură polarizarea bazei, iar R_S este rezistența de sarcină a bazei. Sursa de alimentare a etajului, V_{CC}, asigură polarizarea colectorului, iar R_C este rezistența de sarcină a colectorului.

Componenta variabilă a tensiunii v_S reprezintă tensiunea de excitație. Față de borna comună celor două porți, al cărei potențial se ia ca referință, tensiunea de excitație se aplică, prin R_S, pe bază, iar tensiunea de ieșire (răspunsul) se culege direct de pe colector (răspunsul este chiar tensiunea de la poarta *CE* a TB).

Dispozitivul TB folosit în etaj este cunoscut prin comportarea lui la cele două porți. Deoarece curentul de bază i_B este în general nenul, pentru descrierea completă a proprietăților la porțile TB nu este suficientă o singură funcție caracteristică statică, ci sînt necesare (și suficiente) două funcții caracteristice: $i_B = i_B(v_{BE}, v_{CE})$ și $i_C = i_C(v_{BE}, v_{CE})$. Alegem reprezentările lor geometrice sub forma caracteristicilor statice de intrare și de ieșire, date schematic (liniarizate pe porțiuni) în figura 7.44. Am neglijat influența tensiunii dintre colector și emitor, astfel încît familia caracteristicilor de intrare se reduce la o singură curbă, iar caracteristicile de ieșire sînt orizontale în regiunea activă. Dacă se cunosc valorile a două dintre cele patru semnale

Scanned with OKEN Scanner

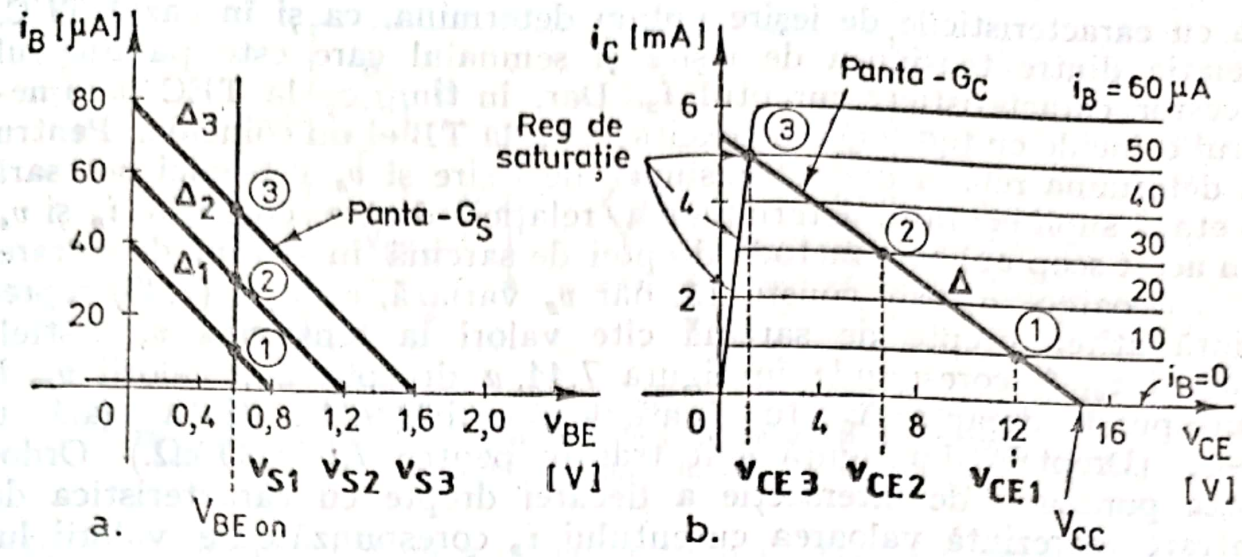


Fig. 7.44. Determinarea grafică a caracteristicii statice de transfer $v_{CE}=v_{CE}(v_S)$ a etajului cu un TB în conexiunea EC: *a* — caracteristica de intrare a TB și dreptele de sarcină la intrare; *b* — caracteristicile de ieșire ale TB și dreapta de sarcină la ieșire.

(v_{BE}, v_{CE}, i_B și i_C) de la porțile TB, familiile de caracteristici statice permit determinarea valorilor celorlalte două semnale.

Dorim să determinăm funcționarea etajului, adică valorile curenților și tensiunilor, în funcție de tensiunile cunoscute (aplicate din afara etajului) v_S și V_{CC}. Deoarece nici una dintre aceste tensiuni nu reprezintă un semnal de la porțile tranzistorului, este necesar să stabilim două relații prin care să exprimăm două semnale de la porțile TB în funcție de v_S, V_{CC} și celelalte elemente din etaj. Optăm pentru relațiile care exprimă curentul de comandă i_B (parametrul caracteristicilor de ieșire) și tensiunea v_{CE}, care este totodată tensiunea de ieșire a etajului.

Aplicînd TKV în ochiul de intrare, obținem prima relație

$$i_B = G_S v_S - G_S v_{BE} \tag{7.83}$$

ea este ecuația dreptei de sarcină la intrare. Aplicînd TKV în ochiul de ieșire, obținem relația a doua

$$v_{CE} = V_{CC} - R_C i_C ; \tag{7.84}$$

ea este ecuația dreptei de sarcină la ieșire.

Caracteristicile de intrare și de ieșire ale TB, din figura 7.44, împreună cu relațiile (7.83) și (7.84), determină complet funcționarea etajului din figura 7.43. Ecuația (7.84) este analoagă cu ecuația corespunzătoare (7.80) de la etajul cu TEC. Ca și acolo, construim deci dreapta de sarcină la ieșire Δ (pentru dreapta din figura 7.44, *b* am luat valorile $V_{CC} = 15$ V și $R_C = 3$ kΩ). Prin intersectarea dreptei

Scanned with OKEN Scanner

Δ cu caracteristicile de ieşire putem determina, ca şi în cazul TEC, relaţia dintre tensiunea de ieşire şi semnalul care este parametrul acestor caracteristici: curentul i_B. Dar, în timp ce la TEC parametrul coincide cu tensiunea de excitaţie v_s, la TB el nu coincide. Pentru a determina relaţia dintre tensiunea de ieşire şi v_s este aici necesară o etapă suplimentară, determinarea relaţiei dintre curentul i_B şi v_s. În acest scop aplicăm metoda dreptei de sarcină în ochiul de intrare.

Deoarece R_s este constantă, dar v_s variază, ecuaţia (7.83) reprezintă atîtea drepte de sarcină cîte valori ia tensiunea v_s. Astfel, valorii v_{s1} îi corespunde în figura 7.44, *a* dreapta Δ_1, valorii v_{s2} îi corespunde dreapta Δ_2 etc; toate aceste drepte au panta egală cu $-G_s$. (Dreptele din figură sînt trasate pentru $R_s = 20\ k\Omega$.) Ordonata punctului de intersecţie a fiecărei drepte cu caracteristica de intrare reprezintă valoarea curentului i_B corespunzătoare valorii lui v_s care defineşte acea dreaptă.

Construcţia caracteristicii de transfer $v_{CE} = v_{CE}(v_s)$ decurge în modul următor. Pentru o valoare a v_s, de exemplu v_{s1}, se construieşte dreapta de sarcină la intrare Δ_1; ordonata punctului ① reprezintă valoarea corespunzătoare a i_B (figura 7.44, *a*). Această valoare defineşte o anumită caracteristică de ieşire, care se intersectează cu dreapta de sarcină la ieşire în punctul ① (figura 7.44, *b*), a cărui abscisă reprezintă valoarea v_{CE1} a tensiunii de ieşire, corespunzătoare valorii v_{s1} a tensiunii de intrare. Perechea de valori (v_{s1}, v_{CE1}), se reprezintă în sistemul ortogonal de axe $v_s O v_{CE}$ prin punctul ① (figura 7.45). Punct cu punct, se construieşte astfel întreaga caracteristică de transfer a etajului.

Comparaţia dintre caracteristica de transfer a etajului cu TEC (figura 7.42) şi cea a etajului cu TB (figura 7.45) arată că ele au aceeaşi alură. În ambele cazuri valoarea maximă a tensiunii de ieşire este egală cu tensiunea de alimentare şi apare în regiunea de blocare, iar panta în regiunea activă este negativă şi proporţională cu rezistenţa de sarcină de la ieşire. O uşoară deosebire apare în regiunea a treia, unde caracteristica etajului cu TEC continuă să fie lent descrescătoare, în timp ce la etajul cu TB ea este orizontală (datorită faptului că în regiunea de saturaţie a TB cracteristicile de ieşire sînt confundate într-o singură curbă).

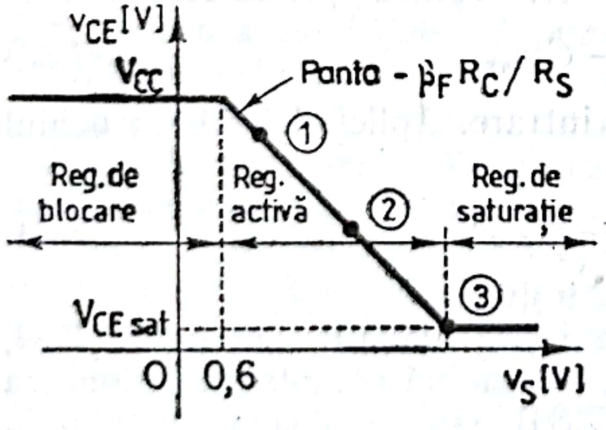


Fig. 7.45. Caracteristica statică de transfer în tensiune a etajului cu un TB în conexiunea EC.

Scanned with OKEN Scanner

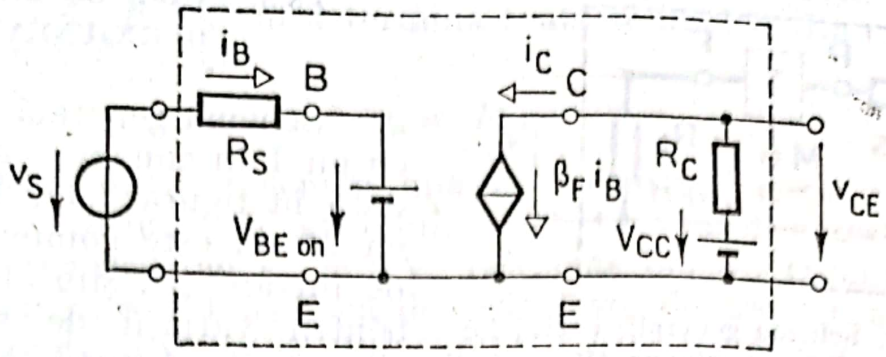


Fig. 7.46. Schemă echivalentă a etajului din figura 7.43, pentru regiunea activă de funcționare și regim cvasistatic de semnal mare.

Pentru regiunea activă a caracteristicii de transfer putem obține ușor ecuația simplificată care definește funcția $v_{CE} = v_{CE}(v_S)$. În această regiune $V_{BE} = V_{BE\,on}$, așa încît relația (7.83) devine

$$i_B = G_S v_S - G_S V_{BE\,on} \tag{7.83'}$$

Dacă înlocuim această expresie în ecuația simplificată (7.53, *b*) a caracteristicii de transfer în curent a TB neîncărcat (vezi exemplul 7.6 din secțiunea 7.4.2),

$$i_C = \beta_F i_B,$$

și substituim expresia astfel obținută în relația (7.84), rezultă

$$v_{CE} = V_{CC} - \beta_F R_C G_S (v_S - V_{BE\,on}) \tag{7.84'}$$

Tensiunea de ieșire variază liniar cu tensiunea de intrare.

Observație. Dacă se folosește pentru tranzistorul bipolar în conexiunea *EC* modelul cvasistatic de semnal mare din figura 7.28, *b*, se obține pentru etajul cu TB schema echivalentă din figura 7.46. Analiza ei conduce direct la ecuația (7.84'), valabilă în regiunea activă.

Din definiția amplificării în tensiune a etajului cu TB,

$$A_v =: \mathrm{d}v_{CE}/\mathrm{d}v_S, \tag{7.85}$$

și ecuația (7.84') obținem

$$A_v = -\beta_F R_C G_S. \tag{7.86}$$

Amplificarea în tensiune este egală cu produsul dintre factorul static de transfer direct în curent al TB, rezistența de sarcină a colectorului și conductanța de sarcină a bazei, luat cu semn schimbat. Valorile numerice considerate mai sus ($\beta_F = 100$, $R_C = 3\,\mathrm{k\Omega}$ și $R_S = 20\,\mathrm{k\Omega}$) conduc la o amplificare $A_v = -15$.

Scanned with OKEN Scanner

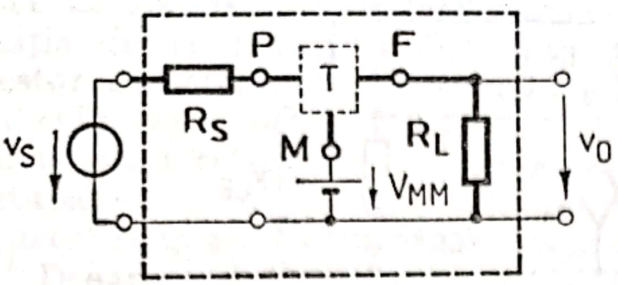


Fig. 7.47. Schema generală a etajelor cu un T în conexiunea MC.

7.5.3. ETAJE CU UN T ÎN CONEXIUNEA MC

Schema generală a etajelor cu un T în conexiunea *MC* este dată în figura 7.47. În c.c. borna *M* nu este comună porților de intrare și ieșire ale etajului; pentru variații de semnal ea este însă comună celor două porți deoarece sursa de tensiune continuă V_{MM} este echivalentă cu un scurtcircuit pentru variații — vezi și figura 7.18, *b*, împreună cu observația din secțiunea 7.4.1.

Ca și în secțiunea precedentă, examinăm un etaj cu TEC și un etaj cu TB.

1° *Etajul cu un TEC în conexiunea DC.* Înlocuind dispozitivul T din figura 7.47 cu un TECMOS cu canal *n* indus, obținem schema de principiu din figura 7.48, *a*. De obicei, ea se desenează în forma din figura 7.48, *b*, pe care o folosim și noi în continuare fiindcă este mai sugestivă.

Față de borna comună celor două porți, tensiunea de intrare se aplică prin R_s pe grilă, iar tensiunea de ieșire se culege direct de pe sursă (borna numită sursă).

Pentru determinarea completă a PSF a TEC, și deci a funcționării etajului, sînt necesare două relații între semnalele la bornele TEC și tensiunile v_s și V_{DD}:

$$v_{GS} = v_s - R_L i_D, \tag{7.87}$$

$$v_{DS} = V_{DD} - R_L i_D. \tag{7.88}$$

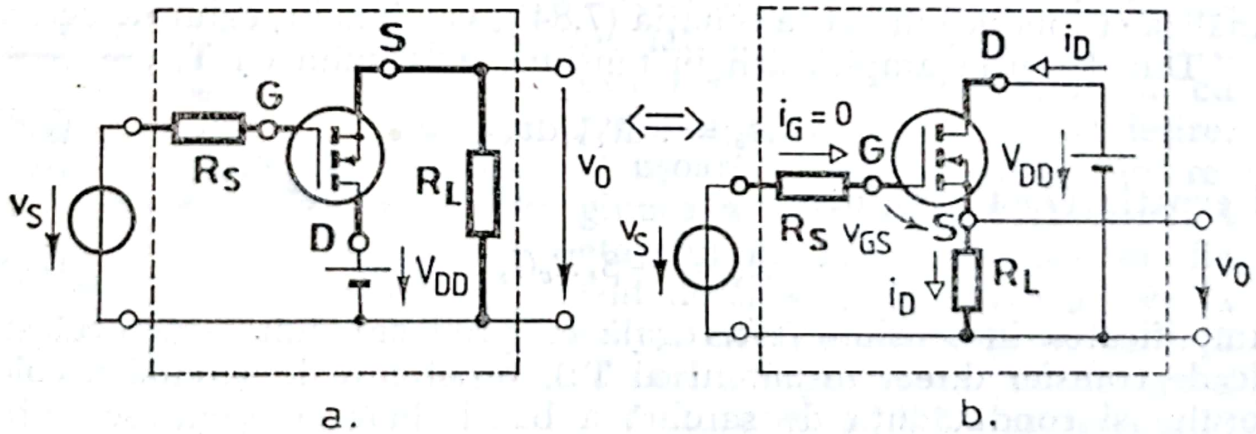


Fig. 7.48. Două forme echivalente ale schemei etajului cu un TECMOS cu canal *n* indus, în conexiunea DC.

Cu ajutorul lor și al caracteristicilor de ieșire ale TEC (neîncărcat) din figura 7.41, *b*, putem determina toate semnalele din circuit, inclusiv tensiunea de ieșire

$$v_o = R_L i_D. \tag{7.89}$$

Efectuăm întîi o scurtă analiză calitativă a proprietăților de transfer în tensiune ale etajului. Dacă tensiunea v_s este mai mică decît valoarea de prag $V_P = 5$ V, TEC este blocat, curentul de drenă este egal cu zero și tensiunea de ieșire este de asemenea nulă. Dacă v_s crește peste 5 V, apare un curent de drenă care crește cu v_s și deci o tensiune de ieșire care crește cu v_s. Așadar, *pentru* $v_s > V_P$, *creșterea tensiunii de intrare comandă creșterea curentului de drenă și, prin aceasta, creșterea tensiunii de ieșire.*

În scopul determinării grafice a caracteristicii de transfer în tensiune a etajului, pornim de la observația că ecuația (7.88) este identică cu ecuația (7.80) de la conexiunea *SC*. Diferă doar notația rezistenței: R_L în loc de R_D. Determinarea PSF a TEC se face deci tot cu construcția din figura 7.41, *b*, care este reluată în figura 7.49, *a*. La etajul în conexiunea *DC* tensiunea de ieșire nu este însă abscisa PSF, ci diferența dintre V_{DL} și această abscisă (relațiile (7.88) și (7.89) arată că $v_o = V_{DD} - v_{DS}$): v_{o1} pentru punctul ①, v_{o2} pentru punctul ② etc. (figura 7.49, *a*). Cînd v_{GS} crește, PSF parcurge dreapta Δ de jos în sus și tensiunea de ieșire crește.

Pentru construirea caracteristicii de transfer a etajului procedăm în mo-

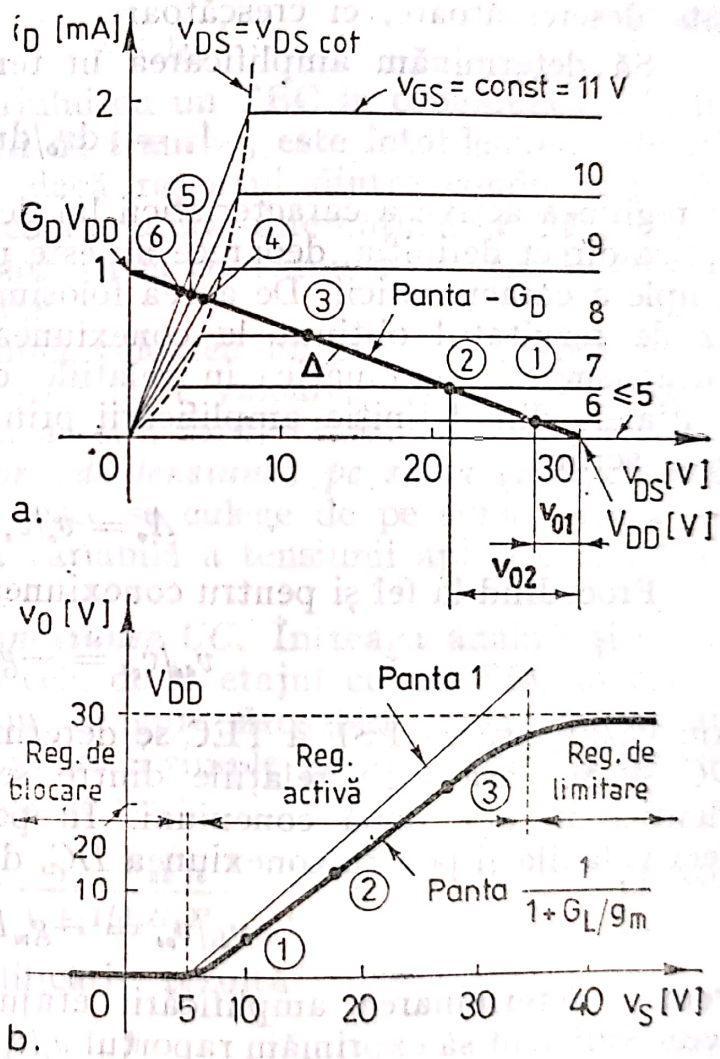


Fig. 7.49. Determinarea grafică a caracteristicii statice de transfer în tensiune a etajului cu un TEC în conexiunea DC: *a* — folosirea dreptei de sarcină la ieșire; *b* — caracteristica $v_o = v_o(v_s)$.

dul următor. Presupunem cunoscut PSF a TEC, iar din coordonatele lui determinăm valoarea tensiunii de ieşire v_o şi valoarea care trebuie dată tensiunii de intrare v_s ca să se realizeze acest PSF. Aşa cum am arătat mai înainte, valoarea tensiunii v_o se citeşte direct din figura 7.49, *a*. Valoarea tensiunii de intrare se determină conform ecuaţiei

$$v_S = v_o + v_{GS}, \tag{7.90}$$

obţinută prin înlocuirea expresiei (7.89) în relaţia (7.87): la valoarea v_o citită se adună valoarea tensiunii v_{GS} corespunzătoare PSF respectiv. Rezultă caracteristica din figura 7.49, *b*. Ca şi caracteristicile de transfer ale etajelor în conexiunea *FC*, ea are trei regiuni principale: de blocare, activă şi de limitare. Spre deosebire de ele, ea nu este descrescătoare, ci crescătoare.

Să determinăm amplificarea în tensiune a etajului,

$$A_v =: \mathrm{d}v_o/\mathrm{d}v_S, \tag{7.91}$$

în regiunea activă a caracteristicii lui de transfer. Aici nu mai putem aplica direct definiţia, deoarece nu este posibilă obţinerea unei ecuaţii simple a caracteristicii. De aceea folosim o altă cale, prin care facem uz de rezultatul obţinut la conexiunea *SC*. În scopul simplificării formalismului matematic, în relaţiile care urmează înlocuim diferenţialele din definiţia amplificării prin creşterile semnalelor respective, scriind

$$A_v = v_o/v_s \tag{7.91'}$$

Procedînd la fel şi pentru conexiunea *SC*, relaţia (7.82) conduce la

$$v_{ds}/v_{gs} = -g_m R_D.$$

Am văzut însă că PSF a TEC se determină la fel pentru conexiunile *DC* şi *SC*, aşa încît relaţiile dintre semnalele la porţile TEC sînt identice în cele două conexiuni. În particular, ultima relaţie este deci valabilă şi pentru conexiunea *DC*, dacă scriem R_L în loc de R_D:

$$v_{ds}/v_{gs} = -g_m R_L. \tag{7.92}$$

Pentru determinarea amplificării etajului în conexiunea *DC* este acum suficient să exprimăm raportul v_o/v_s din relaţia (7.91') în funcţie de raportul v_{ds}/v_{gs}, a cărui expresie o cunoaştem.

Înlocuim relaţia (7.89) în (7.88) şi obţinem

$$v_{DS} = V_{DD} - v_o.$$

Scanned with OKEN Scanner

Deoarece V_{DD} = const, de aici decurge

$$v_o = -v_{ds}. \tag{7.93}$$

Din relația (7.90) obținem

$$v_s = v_o + v_{gs}$$

sau, ținînd seama de rezultatul precedent,

$$v_s = -v_{ds} + v_{gs}. \tag{7.94}$$

Substituim expresiile (7.93) și (7.94) în (7.91'),

$$A_v = 1/(1 - v_{gs}/v_{ds}),$$

iar aici înlocuim expresia (7.92); rezultatul final este

$$A_v = \frac{1}{1 + G_L/g_m}. \tag{7.95}$$

Amplificarea în tensiune a etajului cu un TEC în conexiunea *DC*, în regiunea activă a caracteristicii de transfer, este întotdeauna subunitară; ea tinde către unitate dacă raportul dintre conductanța de sarcină de la ieșire și transconductanța diferențială a TEC tinde către zero. Pentru aceleași valori ca la conexiunea *SC* ($R_L = 30$ kΩ, $g_m = 0{,}24$ mS) obținem $A_v \simeq 0{,}9$.

PSF a TEC (care determină valoarea lui g_m) și valoarea rezistenței R_L se aleg de obicei astfel încît valoarea lui A_v este foarte apropiată de unitate; datorită acestui fapt, etajul cu TEC în conexiunea *DC* se numește *repetor (de tensiune) pe sursă* (componenta variabilă a tensiunii de ieșire, care se culege de pe sursă, *repetă* — sau reproduce — componenta variabilă a tensiunii aplicate la intrarea etajului).

2° *Etajul cu un TB în conexiunea CC.* Întreaga analiză și toate rezultatele ei sînt analoage cu cele de la etajul cu un TEC în conexiunea *DC* și nu le mai redăm. Singura deosebire constă în faptul că este posibilă obținerea unei expresii simple pentru definirea caracteristicii de transfer în regiunea activă:

$$v_o = \frac{v_S - V_{BE\,on}}{1 + 1/\beta_F G_S R_L}. \tag{7.96}$$

Aplicînd direct definiția amplificării, rezultă

$$A_v = \frac{1}{1 + 1/\beta_F G_S R_L}. \tag{7.97}$$

Pentru aceleași valori ca la conexiunea *EC* ($\beta_F = 100$, $R_S = 20$ kΩ și $R_L = 3$ kΩ) obținem $A_v \simeq 0{,}93$.

Scanned with OKEN Scanner

De obicei etajul cu un TB în conexiunea *CC* este astfel proiectat încît valoarea lui A_v este foarte apropiată de unitate; de aceea, el se numește *repetor (de tensiune) pe emitor.*

7.5.4. ETAJE CU DOUĂ TB CUPLATE ÎN EMITOR

Există numeroase situații de mare importanță practică în care se impun cerințe ce nu pot fi satisfăcute de către etajele cu un singur dispozitiv T. De exemplu, etajelor de ieșire ale anumitor circuite cu mai multe etaje li se cere să furnizeze o putere apreciabilă în condiții de randament ridicat și să consume o putere cît mai mică în absența excitației. Un alt exemplu este acela în care se cere ca etajul să accepte ca tensiune de excitație diferența dintre două tensiuni de intrare și să fie cît mai puțin sensibil la variații egale simultane ale celor două tensiuni.

Din marea varietate de etaje cu două T, în secțiunea de față prezentăm numai două scheme simple, corespunzătoare celor două exemple menționate mai înainte; ca și la etajele cu un T, ne limităm la examinarea caracteristicii statice de transfer în tensiune. Ambele scheme reprezintă etaje cu două tranzistoare bipolare cuplate în emitor.

1° *Etaj cu două TB complementare cuplate în emitor.* Realizarea unui consum mic de putere în absența excitației, obținerea unui randament ridicat în prezența excitației și o serie de alte proprietăți favorabile sînt meritele pe care le au etajele în care cele două dispozitive T lucrează *în contratimp:* cînd unul dintre ele conduce, celălalt este blocat. Cea mai simplă schemă a unui etaj de acest fel este arătată în figura 7.50; ea conține două TB complementare, T_1 de tip *npn* și T_2 de tip *pnp*. Ambele tranzistoare sînt montate în conexiunea CC, deci lucrează ca repetoare de tensiune. Cele două ieșiri (emitoarele) sînt scurtcircuitate între ele, realizînd cuplajul în emitor al T_1 cu T_2. Rezistența de sarcină R_L este comună. În continuare descriem calitativ funcționarea etajului și dăm două variante practice de utilizare a lui.

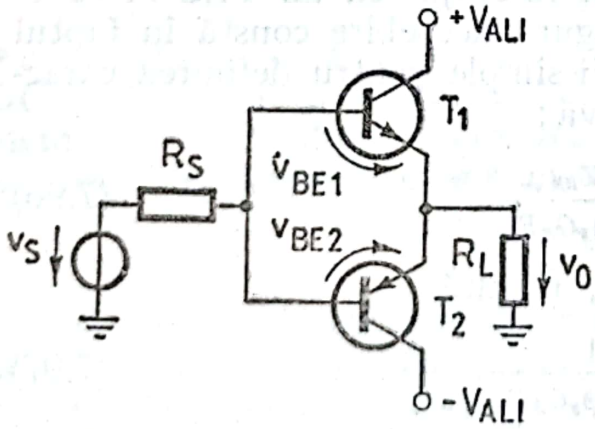


Fig. 7.50. Etaj în contratimp cu două TB complementare cuplate în emitor.

Folosind aproximarea liniară pe porțiuni a caracteristicilor statice ale celor două tranzistoare, ca și în secțiunile anterioare, rezultă

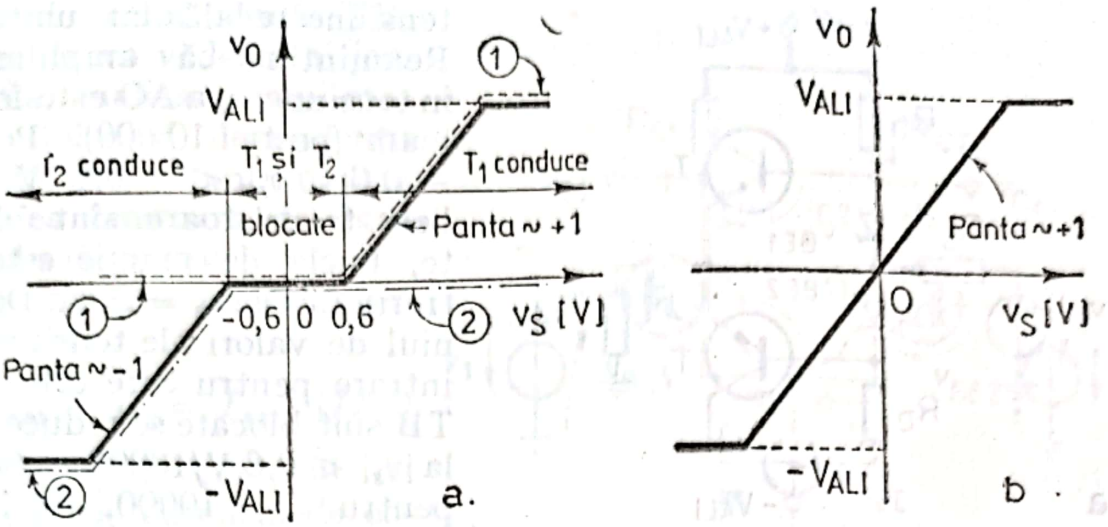


Fig. 7.51. Caracteristica statică de transfer în tensiune a etajului în contratimp cu două TB complementare: *a* — cu distorsiuni de racordare; *b* — fără distorsiuni de racordare.

pentru etaj caracteristica statică de transfer în tensiune dată în figura 7.51, *a*. Ea se obține prin compunerea caracteristicii de transfer a tranzistorului T_1, montat ca repetor de tensiune (trasată cu linie întreruptă în figură), cu caracteristica de transfer a tranzistorului T_2, montat tot ca repetor de tensiune (trasată cu linie punct în figură). Cele două caracteristici componente sînt simetrice în raport cu originea sistemului de axe, deoarece, pentru o regiune de funcționare dată, curenții și tensiunile la bornele unui TB de tip *pnp* au semne opuse față de curenții și tensiunile la bornele unui TB de tip *npn*.

Observăm însă că cele două regiuni active ale caracteristicilor componente sînt separate printr-o regiune în care ambele TB sînt blocate (pentru valori ale tensiunii de intrare cuprinse între —0,6 și +0,6 V). Faptul că în această regiune centrală caracteristica rezultantă este egală cu zero conduce în aplicații la apariția unor distorsiuni importante, numite *distorsiuni de racordare*. De aceea, schema nu se folosește sub forma dată mai sus.

În figura 7.52 sînt arătate două variante de scheme care micșorează distorsiunile de racordare. În schema din figura 7.52, *a* se folosesc două diode semiconductoare, care denivelează tensiunea de intrare cu +0,6 V pentru T_1 și cu —0,6 V pentru T_2, astfel încît pentru $v_s = 0$ rezultă $v_{BE1} = +0{,}6$ V și $v_{BE2} = -0{,}6$ V. De îndată ce tensiunea v_s devine pozitivă intră în conducție T_1 și se blochează T_2; pentru v_s negativă intră în conducție T_2 și se blochează T_1. Caracteristica de transfer a etajului ia forma din figura 7.51, *b*.

În schema din figura 7.52, *b* se folosește un AO pentru realizarea unui circuit de RN în configurație *s — p*, cu amplificarea în

Scanned with OKEN Scanner

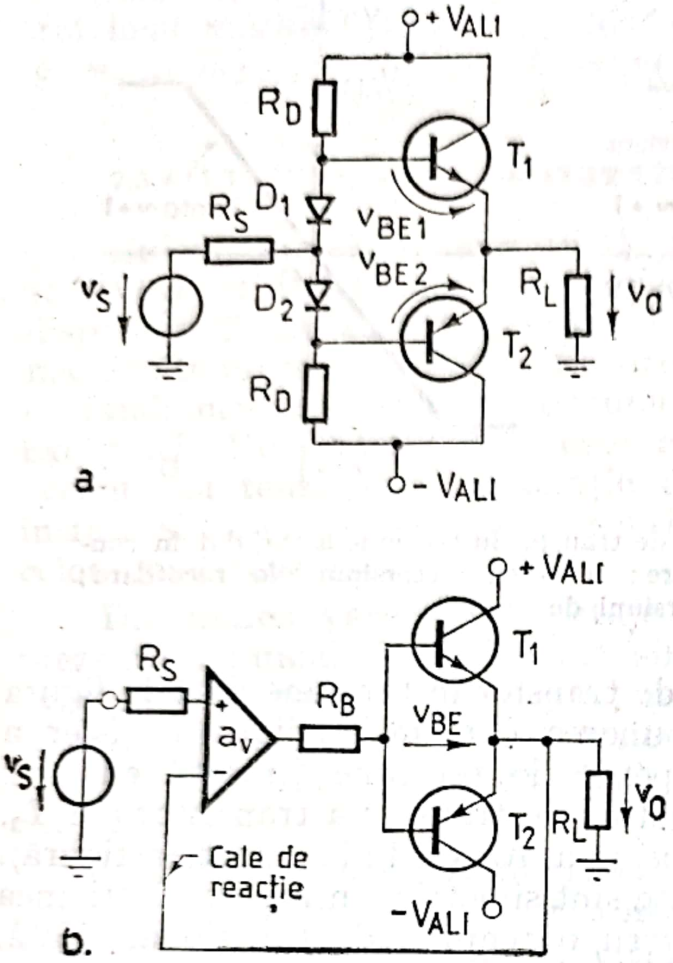


Fig. 7.52. Două variante de scheme care micșorează distorsiunile de racordare: *a* — folosirea unor diode pentru denivelarea tensiunii de intrare; *b* — folosirea unui AO pentru realizarea unui circuit de RN în configurație *s—p*, cu amplificarea în tensiune unitară.

tensiune egală cu unitatea. Reamintim că amplificarea în tensiune a_v a AO este foarte mare (peste 10 000). Pentru $-0{,}6 < v_{BE} < +0{,}6$ V ambele tranzistoare sînt blocate, bucla de reacție este întreruptă și $v_{BE} = a_v v_S$. Domeniul de valori ale tensiunii de intrare pentru care cele două TB sînt blocate se reduce deci la $|v_S| < 0{,}6\ \text{V}/10000 = 60\ \mu\text{V}$ pentru $a_v = 10000$. De îndată ce v_S iese din acest domeniu bucla de reacție intră în funcțiune și circuitul lucrează în regiunea activă.

2° *Etaj cu două TB de același tip cuplate în emitor.* În figura 7.53 este arătată o variantă simplă a schemei etajului cu două TB de tip *npn* cuplate în emitor. Circuitul real legat între cele două emitoare și masă este idealizat aici sub forma unei surse de curent continuu I_{EE}.

În cazul general se aplică două tensiuni de intrare, între baza fiecărui tranzistor și masă. Se poate culege o singură tensiune de ieșire, între cele două colectoare, sau două tensiuni de ieșire, între fiecare colector și masă. În cele ce urmează considerăm acest ultim caz.

Pentru analiza schemei date admitem ipoteza identității celor două tranzistoare, ipoteză care este verificată destul de exact dacă tranzistoarele sînt integrate; într-adevăr, fiind fabricate simultan și pe același substrat, ele au proprietăți foarte asemănătoare.

Bornele de bază ale TB fiind neîncărcate, liniarizarea pe porțiuni a caracteristicilor de intrare conduce la erori mari. Mai concret spus, ipoteza $v_{BE} = V_{BE\,on} = \text{const}$ în regiunile activă și de saturație este inaplicabilă. Cauza constă în faptul că funcționarea etajului este determinată tocmai de diferența dintre tensiunile bază-

emitor ale celor două TB, așa cum se va vedea mai jos. De aceea, analiza acestui etaj se face folosind dependența exponențială a curentului prin joncțiunea emitoare de tensiunea bază-emitor.

În nodul emitoarelor, TKI se scrie

$$i_{E1} + i_{E2} = I_{EE}. \quad (7.98)$$

Dacă neglijăm curentul de bază față de curentul de colector, aceeași relație este adevărată și pentru curenții de colector

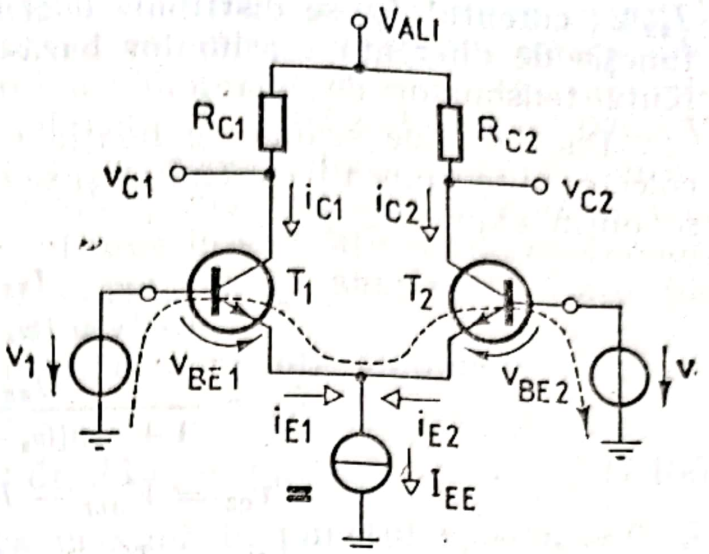


Fig. 7.53. Etaj cu două TB de același tip cuplate în emitor.

$$i_{C1} + i_{C2} = I_{EE}. \quad (7.99)$$

De-a lungul conturului închis indicat cu linie întreruptă în figură, TKV se scrie

$$v_{BE1} - v_{BE2} = v_1 - v_2. \quad (7.100)$$

Orice diferență între cele două tensiuni de intrare produce o diferență egală între tensiunile bază-emitor ale celor două tranzistoare.

Din ultimele două relații decurg două proprietăți principale ale etajului.

— Pentru tensiuni de intrare egale, tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor sînt egale și deci curenții de colector sînt egali:

$$i_{C1} = i_{C2} = I_{EE}/2 \text{ dacă } v_1 = v_2. \quad (7.101, a)$$

— Pentru tensiuni de intrare diferite, de pildă $v_1 > v_2$, rezultă $v_{BE1} > v_{BE2}$. Deoarece am presupus că tranzistoarele sînt identice, prin T_1 trebuie să treacă un curent de colector mai mare decît prin T_2, adică $i_{C1} > i_{C2}$. Suma curenților de colector fiind constantă, rezultă

$$i_{C1} = I_{EE}/2 + i_c,$$

$$\text{dacă } v_1 \neq v_2; \quad (7.101, b)$$

$$i_{C2} = I_{EE}/2 - i_c$$

semnul lui i_c este același cu semnul diferenței $v_1 - v_2$. Cu cît este mai mare curentul i_{C1} decît $I_{EE}/2$, cu atît este mai mic i_{C2} decît

Scanned with OKEN Scanner

$I_{EE}/2$; curentul I_{EE} se distribuie deci între cele două tranzistoare în funcţie de diferenţa tensiunilor bază-emitor, care este egală cu diferenţa tensiunilor de intrare.

Dacă se ţine seama de relaţia exponenţială dintre curentul de colector şi tensiunea bază-emitor şi se efectuează cîteva calcule simple, se obţin expresiile [7]:

$$i_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\,[(v_1 - v_2)/V_T]}, \tag{7.102}$$

$$i_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp[(v_2 - v_1)/V_T]}, \tag{7.103}$$

$$v_{C2} = V_{ALI} - R_{C2} i_{C2}, \tag{7.104}$$

$$v_{C1} = V_{ALI} - R_{C1} i_{C1}. \tag{7.105}$$

Ele sînt valabile numai dacă tranzistoarele lucrează în afara regiunii de saturaţie, deci numai în regiunea activă directă şi în regiunea de blocare. Pentru aceasta trebuie ca tensiunile v_{C1} şi v_{C2} să nu scadă cu mai mult de 0,2 V sub tensiunile v_1, respectiv v_2.

Ultimele patru relaţii arată că atît curenţii de colector cît şi tensiunile de ieşire ale etajului depind numai de diferenţa tensiunilor de intrare. Din acest motiv montajul considerat se numeşte *etaj diferenţial*. Diferenţa $v_1 - v_2$ se numeşte *tensiune diferenţială de intrare*.

Relaţiile date permit trasarea caracteristicilor statice de transfer în tensiune ale etajului. În figura 7.54 este reprezentată tensiunea de ieşire v_{C2} în funcţie de tensiunea diferenţială de intrare $v_1 - v_2$. Valoarea maximă a tensiunii de ieşire este egală cu V_{ALI} şi se obţine cînd T_2 este blocat. Valoarea ei minimă este $V_{ALI} - R_{C2} I_{EE}$ şi se

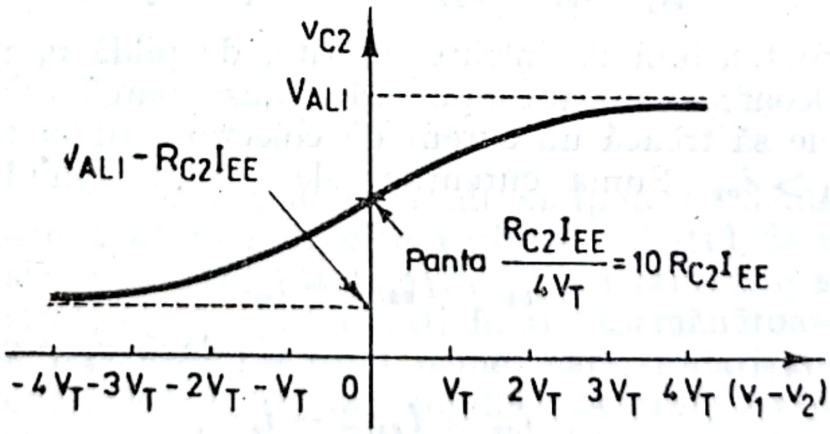


Fig. 7.54. Caracteristică statică de transfer tensiune diferenţială de intrare — tensiune de ieşire a etajului diferenţial.

Scanned with OKEN Scanner

atinge cînd T_1 este blocat, astfel încît prin T_2 trece întreg curentul I_{EE}. Se observă că regiunea activă a caracteristicii statice corespunde unui domeniu restrîns de valori ale diferenței $v_1 - v_2$, egal aproximativ cu $6V_T$ (la temperatura ambiantă $V_T = 0{,}025$ V deci $6 \cdot 0{,}025$ V $= 0{,}150$ V). Zona în care poate fi considerată liniară este și mai îngustă, de cel mult 50 mV. În schimb, nici limitarea superioară, nici cea inferioară nu se obțin prin intrarea în saturație a tranzistoarelor, ceea ce constituie un avantaj important în anumite aplicații (de pildă în circuitele logice din familia ECL).

Panta caracteristicii de transfer reprezintă amplificarea în tensiune a etajului, definită prin

$$A_v =: \mathrm{d}v_{c2}/\mathrm{d}(v_1 - v_2). \tag{7.106}$$

Această amplificare ia valoarea maximă în punctul $v_1 - v_2 = 0$. Să determinăm expresia maximului amplificării.

Pentru o creștere a tensiunii diferențiale de intrare de la zero la o valoare pozitivă foarte mică $v_1 - v_2 \neq 0$, creșterea tensiunii v_{BE2} este v_{be2}, iar creșterea corespunzătoare a curentului i_{C2} este i_{c2}. Neglijînd dependența curentului de colector de tensiunea colector-emitor, din definiția (7.50) a transconductanței diferențiale a TB (vezi exemplul 7.6 din secțiunea 7.4.3) rezultă

$$i_{c2} = g_m v_{be2}. \tag{7.107}$$

Deoarece pentru variații foarte mici în jurul punctului $v_1 - v_2 = 0$ cele două TB se comportă identic, creșterea tensiunii diferențiale se distribuie egal între ele:

$$v_{be2} = -v_{be1} = -(v_1 - v_2)/2. \tag{7.108}$$

Pe de altă parte, relația (7.51) din același exemplu 7.6 devine

$$g_m[\mathrm{mS}] = 40\, I_{C2}[\mathrm{mA}] = 20\, I_{EE}\,[\mathrm{mA}] \tag{7.109}$$

Înlocuind ultimele două relații în expresia lui i_{c2} obținem

$$i_{c2} = -10\, I_{EE}(v_1 - v_2). \tag{7.110}$$

Din relația (7.104) rezultă

$$v_{c2} = -R_{C2} i_{c2}.$$

Dacă înlocuim aici expresia precedentă și apoi aproximăm diferențialele din definiția (7.106) prin creșterile corespunzătoare, expresia căutată este

$$A_{v\,max} = 10\, R_{C2} I_{EE}. \tag{7.111}$$

De exemplu, dacă $R_{C2} = 10$ kΩ și $I_{EE} = 1$ mA, rezultă $A_{v\,max} = 100$.

Scanned with OKEN Scanner

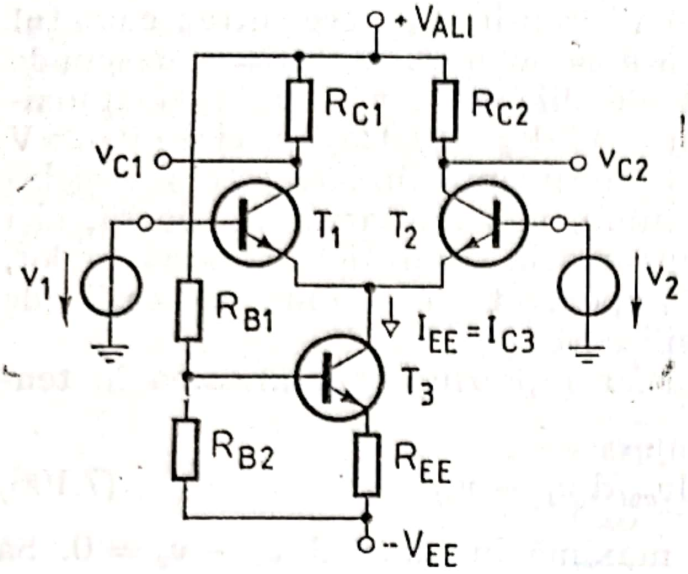


Fig. 7.55. Etaj diferențial care folosește o sursă de curent continuu realizată cu tranzistorul T_3.

Rezultatul obținut arată că amplificarea în tensiune, în regiunea liniară, este proporțională cu intensitatea curentului de polarizare I_{EE}. Putem deci să reglăm în limite largi amplificarea prin modificarea curentului de polarizare. Această posibilitate stă la baza utilizării etajului diferențial în circuitele de reglare automată a amplificării și în circuitele de modulație.

În figura 7.55 este arătată schema unui etaj diferențial în care sursa de curent continuu I_{EE} este realizată cu tranzistorul T_3. Circuitul elementar cu T_3, R_{EE}, R_{B1} și R_{B2} formează de fapt un repetor de tensiune pe emitor, dar este folosit ca sursă de c.c. (vezi secțiunea 8.1.1).

Așa cum am văzut, caracteristica de transfer poate fi considerată liniară într-un domeniu foarte îngust de valori ale tensiunii diferențiale de intrare. Dacă se cere extinderea acestui domeniu, se înseriază între emitoarele tranzistoarelor două rezistențe, R_{E1} și R_{E2}, care introduc reacții negative locale (figura 7.56, *a*). Efectul lor asupra caracteristicii de transfer poate fi înțeles din exemplele arătate în figura 7.56, *b*. Dacă RN este puternică, domeniul liniar de funcționare este extins cu o valoare aproximativ egală cu $I_{EE}R_E$ pentru $R_{E1} = R_{E2} = : R_E$. Valoarea maximă a amplificării în tensiune este micșorată de aproximativ atîtea ori de cîte ori este mărit domeniul de intrare corespunzător funcționării liniare.

Rejecția modului comun. Aplicarea simultană a unei aceleiași tensiuni la ambele intrări ale etajului diferențial este numită *mod comun de excitație*, iar tensiunea aplicată este numită *tensiune comună (semnal comun) de intrare.*

În ipoteza că cele două tranzistoare ale etajului diferențial sînt identice și curentul de polarizare I_{EE} este furnizat de o sursă ideală de c.c., sînt valabile relațiile (7.102)—(7.105), care arată că se obține un răspuns nul cînd variază tensiunea comună de intrare ($v_1 = v_2$). În practică aceste condiții pot fi numai aproximativ îndeplinite, astfel că un etaj diferențial real dă un răspuns nenul la variația tensiunii comune de intrare, însă mult mai slab decît răspunsul la o

Scanned with OKEN Scanner

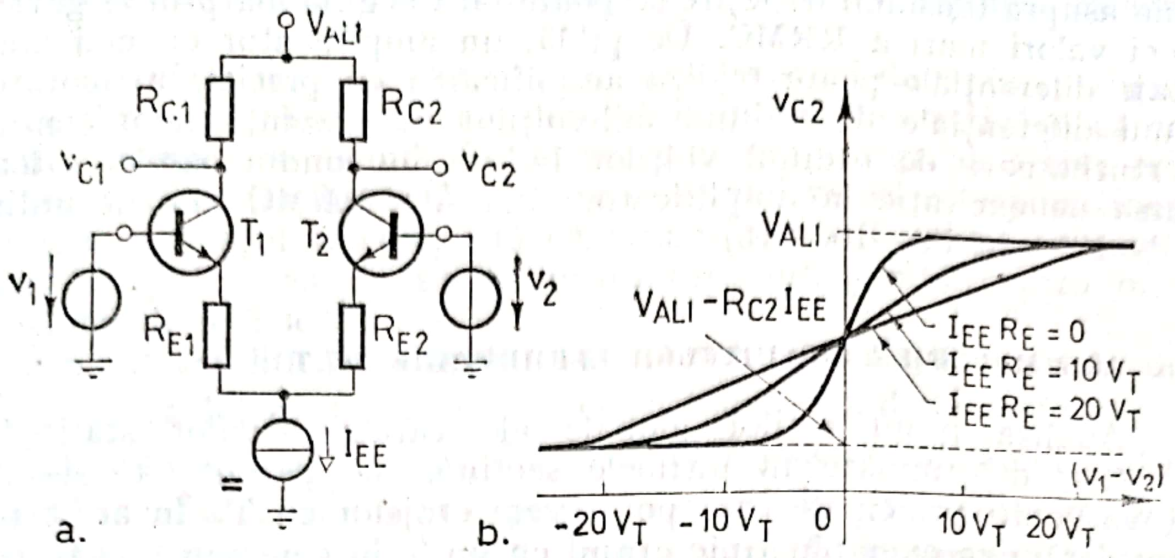


Fig. 7.56. Etaj diferenţial cu rezistenţe de RN locală în emitoare; *a* — schemă de principiu; *b* — caracteristici statice de transfer pentru $R_{E1} = R_{E2} = : R_E$.

variaţie de aceeaşi valoare a tensiunii diferenţiale de intrare. Se zice că etajul are proprietatea de *rejecţie* (respingere) a tensiunii comune de intrare sau a modului comun. Proprietatea de rejecţie se descrie cantitativ prin *raportul de rejecţie a modului comun* (RRMC), definit ca raportul dintre amplificarea tensiunii diferenţiale de intrare şi amplificarea tensiunii comune de intrare.

Analiza schemei din figura 7.55 arată însă că există limite bine determinate pentru valoarea tensiunii comune de intrare, a căror depăşire face ca RRMC să se înrăutăţească (să scadă) apreciabil. Astfel, dacă tensiunea comună depăşeşte tensiunea v_{c1} sau v_{c2} cu mai mult de cîteva zecimi de volt, tranzistorul T_1, respectiv T_2, intră în saturaţie şi tensiunea de ieşire variază mult. Pe de altă parte, dacă tensiunea comună scade prea mult, devenind negativă şi prea mare în modul, tranzistorul T_3 intră în saturaţie, ceea ce produce de asemenea modificarea tensiunii de ieşire. Aşadar, proprietatea de rejecţie a modului comun există numai într-un domeniu limitat de valori ale tensiunii comune de intrare.

În aplicaţii, la intrările etajului diferenţial se aplică două tensiuni diferite. Se defineşte ca tensiune comună de intrare *semisuma* lor (în cazul egalităţii lor, ea coincide într-adevăr cu tensiunea comună aplicată celor două intrări). Proprietatea de rejecţie a modului comun este foarte importantă cînd tensiunile de intrare sînt afectate de perturbaţii. Dacă circuitele de intrare ale etajului se realizează cu un înalt grad de simetrie, perturbaţiile acţionează practic la fel asupra celor două intrări, constituind deci un semnal comun. Influenţa aces-

Scanned with OKEN Scanner

tuia asupra tensiunii de ieşire se poate face neglijabilă prin asigurarea unei valori mari a RRMC. De pildă, un amplificator cu mai multe etaje diferenţiale poate realiza amplificarea cu precizie a unor tensiuni diferenţiale de ordinul milivolţilor în prezenţa unor tensiuni perturbatoare de ordinul volţilor induse în conductoarele ce leagă sursa de excitaţie la amplificator. (La AO, RRMC este de ordinul $10^4 - 10^5$ sau 80 — 100 dB.)

7.5.5. ROLURILE CIRCUITELOR ELEMENTARE CU T

Analiza proprietăţilor globale ale caracteristicilor statice de transfer, determinate în ultimele secţiuni, ne permite să stabilim cîteva roluri principale care pot reveni etajelor cu T. În acest scop considerăm ca exemplu tipic etajul cu un T în conexiunea *FC*.

Caracteristica de transfer a etajului cu un TEC în conexiunea *SC* (figura 7.42) şi cea a etajului cu un TB în conexiunea *EC* (figura 7.45) au aceeaşi alură ; liniarizate pe porţiuni ele coincid şi iau forma generală din figura 7.57, *a*. Se păstrează aici cele trei regiuni principale : regiunea centrală, activă, şi regiunile extreme, pasive.

1° *Rolul de circuit de comutare*. Dacă tensiunea de intrare ia valori numai în domeniile extreme, corespunzătoare regiunilor pasive ($v_I < V_{PL}$ sau $v_I > V_{PH}$), tensiunea de ieşire poate lua numai două valori (nivele), V_{OH} sau V_{OL}. Cînd valoarea tensiunii de intrare sare dintr-un domeniu în celălalt, valoarea tensiunii de ieşire sare de la un nivel la celălalt (comută între cele două nivele). Astfel folosit, un etaj cu T este deci un *circuit de comutare*.

Am văzut că una din regiunile pasive corespunde stării blocate a T, iar cealaltă, stării de conducţie puternică a T. Într-un circuit

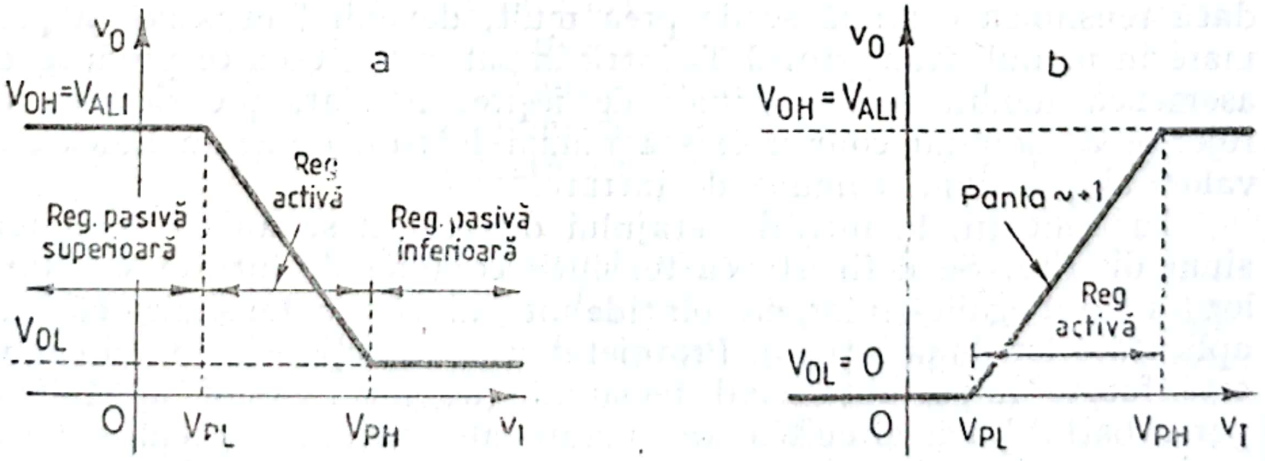


Fig. 7.57. Caracteristici statice de transfer în tensiune liniarizate pe porţiuni, pentru etajul cu un T: *a* — în conexiunea FC; *b* — în conexiunea MC.

Scanned with OKEN Scanner

de comutare dispozitivul T joacă deci rol de supapă electronică comandată.

2° *Rolul de amplificator.* Panta caracteristicii de transfer a unui etaj cu T reprezintă amplificarea etajului. În regiunea activă a caracteristicii panta este nenulă, iar în zona liniară a regiunii active este constantă. Dacă tensiunea de intrare ia numai valori corespunzătoare acestei zone, etajul se comportă ca amplificator. (Condiția ca amplificarea în putere să fie supraunitară este îndeplinită pentru orice conexiune directă a T.)

Semnul amplificării etajului este pozitiv sau negativ, după cum caracteristica lui de transfer este crescătoare sau descrescătoare.

Într-un etaj amplificator, dispozitivul T joacă rol de amplificator. Modelul ideal al T este o SCL pentru variații de semnal, iar modelul ideal al etajului este tot o SCL pentru variații de semnal.

Observație. În afara caracteristicii de transfer în tensiune, un etaj poate fi descris în general prin încă trei tipuri de caracteristici de transfer: tensiune-curent, curent-tensiune și curent-curent (ultimele două caracteristici au sens numai la etajele în care curentul de intrare este diferit de zero). Toate tipurile de caracteristici au alura generală din figura 7.57, *a*; în particular, ele au o regiune activă în care etajul se comportă ca amplificator. Pantele celor trei tipuri de caracteristici de mai sus reprezintă respectiv amplificările transconductanță, transrezistență și în curent.

3° *Rolul de stabilizator de semnal continuu.* Rolurile prezentate pînă aici sînt comune tuturor etajelor cu T, indiferent de conexiunea T și indiferent dacă sînt realizate cu unul sau cu două T. Spre deosebire de ele, rolul de stabilizator de semnal continuu este specific etajului cu un T în conexiunea *MC*.

În figura 7.57, *b* este arătată caracteristica de transfer în tensiune, liniarizată pe porțiuni, a etajului cu un T în conexiunea *MC*. Ea prezintă o particularitate importantă, pe care nu o are caracteristica din figura 7.57, *a*: în regiunea activă, valoarea tensiunii de ieșire este independentă de valoarea tensiunii de alimentare V_{ALI}. Mai mult, dacă etajul este proiectat astfel încît în expresiile (7.95) și (7.97) ale pantei pentru regiunea activă se poate neglija termenul care conține rezistența de sarcină R_L, panta este aproximativ egală cu unitatea; valoarea tensiunii de ieșire nu depinde nici de valoarea rezistenței de sarcină de la ieșire.

Așadar, dacă aplicăm o tensiune de intrare v_I constantă, tensiunea de ieșire rămîne constantă cînd variază V_{ALI} și/sau R_L; etajul cu un T în conexiunea *MC* se comportă ca stabilizator de tensiune

Scanned with OKEN Scanner

continuă. Modelul său ideal este o SCL de tip CVV, pentru valorile totale ale semnalelor.

Dacă rezistența R_L este constantă, stabilizarea tensiunii de ieșire (care este tocmai tensiunea la bornele R_L) implică stabilizarea curentului prin această rezistență și deci prin orice componentă înseriată cu ea. Așadar, dacă tensiunea de intrare v_I și rezistența R_L sînt constante, etajul cu un T în conexiunea MC se comportă ca stabilizator de curent continuu. Modelul său ideal este o SCL de tip CVI, pentru valorile totale ale semnalelor.

În încheierea secțiunii de față facem o mențiune referitoare la poziția caracteristicii de transfer față de sistemul de axe v_IOv_o. Condiția necesară pentru a obține tensiuni de ieșire de ambele polarități constă în alimentarea etajului cu două tensiuni, una pozitivă față de masă, iar cealaltă negativă față de masă.

În paragrafele următoare prezentăm cîteva exemple de circuite de comutare cu T și amplificatoare cu T. Deoarece rolul de stabilizator de semnal continuu este consecința existenței unei bucle de RN, etajele avînd acest rol le prezentăm în capitolul 8.

7.6. CIRCUITE CU T CA SUPAPE COMANDATE

Folosite ca supape electronice comandate, dispozitivele T comută între cele două stări (regiuni) extreme de funcționare: conducție puternică și blocare. Etajele în care dispozitivele T au acest rol lucrează ca circuite de comutare.

După modul de utilizare, circuitele de comutare se împart în două clase, circuite de comutare analogică și circuite logice. Un circuit de comutare analogică trebuie să poată transmite un semnal analogic, fără a-i altera forma de variație în timp, sau să blocheze transmiterea acestui semnal, în funcție de comanda aplicată. Un circuit logic trebuie să comute tensiunea de ieșire între două valori mult diferite, notate uzual V_{OL} și V_{OH}, cînd tensiunea de intrare comută între aceleași două valori.

7.6.1. CIRCUITE DE COMUTARE ANALOGICĂ

Folosite ca supape comandate în circuitele de comutare analogică, dispozitivele TEC au unele avantaje esențiale față de TB:

— în starea conductoare *nu înseriază tensiuni reziduale* în calea semnalului de transmis;

Scanned with OKEN Scanner

— au o *impedanță mare de intrare* pe calea semnalului de comandă, adică pe grilă; de aceea, în regim staționar nu injectează semnal din calea de comandă în calea semnalului util transmis;

— *efectele parazite*, care în regimurile tranzitorii de comutare permit totuși trecerea unor semnale nedorite din circuitul de comandă în cel de semnal, *sînt mai reduse* și mai ușor de compensat (în special la TECMOS);

— deși valorile minime realizabile pentru rezistența de ieșire în starea conductoare (r_{ON}) sînt mai mari decît cele realizabile cu TB, raportul r_{OFF}/r_{ON}, care este de obicei decisiv, este cu 2 ... 4 ordine de mărime mai mare decît la TB.

Datorită acestor avantaje, marea majoritate a circuitelor de comutare analogică realizate cu T ca supape comandate folosesc dispozitivele TEC.

În aplicațiile de comutare analogică se cere ca un semnal util să fie transmis pe o cale dată, sau să fie oprit de a pătrunde pe acea cale, în funcție de un alt semnal, cu rol de comandă. Se folosesc mai frecvent în acest scop șase configurații fundamentale de scheme de comutare [12]: serie, paralel, serie-paralel și variantele în contratimp ale acestora. Pentru ilustrare, în figura 7.58, *a* este dată schema de principiu a unui comutator serie (poarta de ieșire a TEC este înseriată între sursa de semnal util și sarcină).

Presupunem că sînt îndeplinite condițiile:

— tensiunea semnalului util este mult mai mică în modul decît modulul tensiunii de prag $|v_s| \ll |V_P|$;

— în starea de conducție rezistența de ieșire a TEC este mult mai mică decît R_L și R_s (această ipoteză simplifică analiza circuitului, dar nu este necesară pentru funcționarea lui corectă).

Prin aplicarea TKV în ochiul grilei obținem

$$v_{GS} = v_G - v_o. \tag{7.112}$$

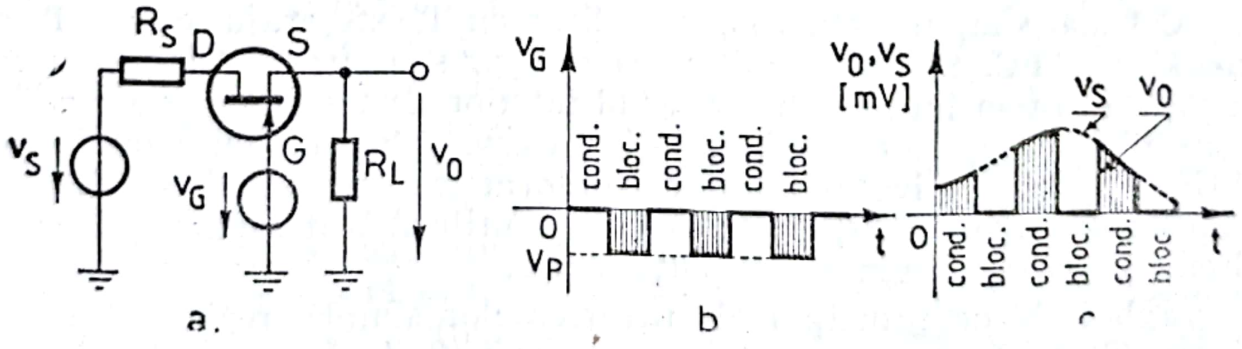


Fig. 7.58. Comutator analogic serie realizat cu TECJ: *a* — schema de principiu; *b* — forma tensiunii de comandă pe grilă; *c* — forma tensiunii de ieșire pentru $R_L \gg R_S + r_{ON}$.

Întrucît tensiunea de ieşire este produsă de sursa v_s deci $|v_o| < |v_s|$, iar prin ipoteză $|v_s| \ll |V_P|$, rezultă că $v_{GS} \simeq v_o$.

Dacă tensiunea de comandă aplicată la grila TEC constă dintr-o succesiune de impulsuri negative (figura 7.58, *b*), iar la intrare se aplică o tensiune v_s de forma din figura 7.58, *c*, tensiunea de ieşire v_o va reprezenta copia decupată (eşantionată, strobată) a acesteia (figura 7.58, *c*). În particular, deoarece pentru $v_{GS} = 0$ TEC este în conducţie şi este echivalent la poarta de ieşire cu o rezistenţă r_{ON}, se formează un divizor rezistiv de tensiune, astfel că avem

$$v_o = \frac{R_L}{R_S + R_L + r_{ON}} v_S$$

sau

$$v_o = v_s \text{ dacă } R_L \gg R_S + r_{ON}. \tag{7.113}$$

În schimb, pentru $v_{GS} \leqslant V_P$ poarta dreană-sursă a TEC reprezintă o întrerupere şi $v_o = 0$.

Comutatoarele analogice cu TEC au numeroase aplicaţii. Menţionăm două domenii mai importante: modulatoarele şi demodulatoarele din amplificatoarele de semnal continuu cu modulare-demodulare (prin decupare) şi multiplexoarele şi demultiplexoarele din sistemele de transmisia informaţiei care lucrează cu divizare în timp.

7.6.2. CIRCUITE LOGICE

Folosite ca supape comandate în circuitele logice, dispozitivele TEC au atît avantaje faţă de dispozitivele TB, cît şi dezavantaje. De aceea, în prezent se produc şi se utilizează atît circuite logice realizate cu TEC, cît şi circuite logice realizate cu TB, toate sub formă de circuite integrate monolitice.

Cel mai simplu circuit logic realizat cu T este etajul cu un T în conexiunea FC. El este numit *inversor logic* sau *circuit NU*, deoarece dacă la intrarea lui se aplică nivelul inferior de tensiune se obţine la ieşire nivelul superior, iar dacă la intrare se aplică nivelul superior se obţine la ieşire nivelul inferior (conform caracteristicii statice de transfer din figura 7.57). Inversorul este utilizat atît separat, cît şi ca circuit de bază în numeroase porţi logice.

Schemele de principiu ale inversoarelor simple, realizate cu un singur T, au forma generală din figura 7.40, *b*. În cazul idealizării funţionării, cele două valori ale tensiunii de ieşire sînt $V_{OL} = 0$, pentru T în conducţie puternică, şi $V_{OH} = V_{MM}$, pentru T blocat. Analizăm

Scanned with OKEN Scanner

numai neajunsurile principale ale acestor scheme, care conduc în practică la abateri de la valorile ideale menţionate. Prezentăm apoi schemele unor inversoare mai complexe, realizate cu două T comandate în contratimp, care permit eliminarea neajunsurilor.

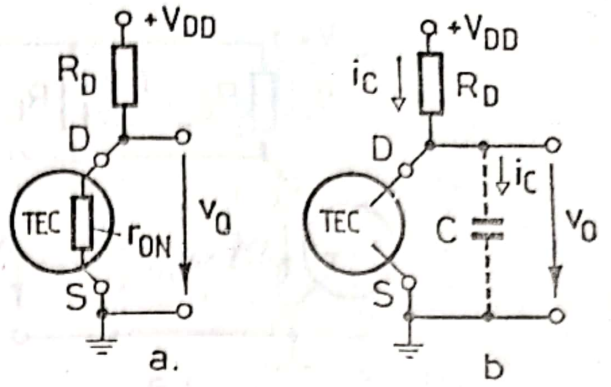


Fig. 7.59. Scheme echivalente ale inversorului simplu cu TEC: *a* — pentru starea de conducţie a TEC; *b* — pentru starea blocată a TEC.

Considerăm întîi etajul cu un TEC în conexiunea SC (figura 7.41, *a*), folosit ca inversor. În starea de conducţie puternică a TEC, pentru ochiul de ieşire este valabilă schema echivalentă din figura 7.59, *a*. Ea reprezintă un divizor rezistiv de tensiune, astfel că tensiunea de ieşire are expresia.

$$v_o = \frac{r_{ON}}{r_{ON} + R_D} V_{DD}. \qquad (7.114)$$

Pentru ca valoarea ei să se apropie cît mai mult de valoarea ideală, care este zero în această stare, rezistenţa de sarcină a drenei trebuie să fie *cît mai mare* (teoretic infinită).

În starea blocată a TEC, pentru ochiul de ieşire este valabilă schema echivalentă din figura 7.59, *b*. Capacitatea C reprezintă capacitatea parazită la poarta de ieşire şi este formată din capacitatea de ieşire a TEC, capacitatea de intrare a etajului următor şi capacitatea faţă de masă a montajului. Comutarea dispozitivului TEC din starea de conducţie în starea blocată trebuie să fie însoţită de saltul tensiunii de ieşire de la valoarea inferioară (ideal egală cu zero) la valoarea superioară (ideal egală cu V_{DD}). Deoarece tensiunea v_o reprezintă totodată tensiunea la bornele C, creşterea ei este posibilă numai prin încărcarea capacităţii de către curentul i_c, debitat de sursa de alimentare prin rezistenţa R_D. Pentru a putea lucra la frecvenţe de comutare ridicate, durata încărcării trebuie să fie cît mai mică, ceea ce se poate obţine dacă valoarea rezistenţei de sarcină a drenei este *cît mai mică*. Cerinţele pentru cele două stări fiind contradictorii, nu pot fi ambele satisfăcute.

O situaţie similară se întîlneşte la etajul cu un TB în conexiunea EC, folosit ca inversor (figura 7.43). Cînd TB este saturat, pentru ochiul de ieşire este valabilă schema echivalentă din figura 7.60, *a*. Rezistenţa R_L reprezintă rezistenţa echivalentă de intrare a etajului următor, în situaţiile în care ea apare între borna de ieşire a etajului

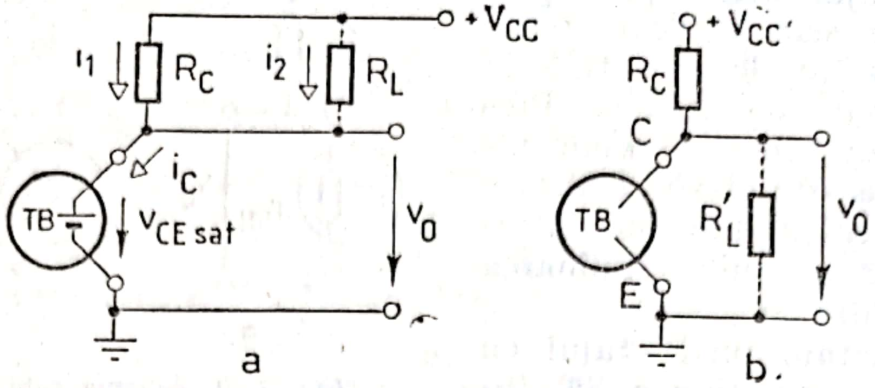


Fig. 7.60. Scheme echivalente ale inversorului simplu cu TB: *a* — pentru starea de saturație a TB; *b* — pentru starea blocată a TB.

considerat și borna pozitivă a sursei de alimentare. Curentul de colector i_c este egal cu suma curenților prin R_c și R_L. Pentru ca la o valoare dată a curentului de colector etajul să poată ataca o sarcină care necesită un curent i_2 cît mai mare, trebuie ca valoarea raportului $i_1/i_2 = R_L/R_c$ să se apropie de zero (întreg curentul i_c să treacă prin R_L); rezistența de sarcină a colectorului trebuie deci să fie *cît mai mare* (teoretic infinită).

În starea blocată a TB, pentru ochiul de ieșire este valabilă schema echivalentă din figura 7.60, *b*. Rezistența R'_L reprezintă rezistența echivalentă de intrare a etajului următor, în situațiile în care ea apare între borna de ieșire a etajului considerat și masă. Se formează un divizor rezistiv de tensiune, astfel că tensiunea de ieșire are expresia

$$v_o = \frac{R'_L}{R'_L + R_c} V_{cc}. \qquad (7.115)$$

Pentru ca valoarea ei să se apropie cît mai mult de valoarea ideală, care este V_{cc} în această stare, rezistența de sarcină a colectorului trebuie să fie *cît mai mică*. Cerințele pentru cele două stări fiind contradictorii, o rezistență R_c dată nu le poate satisface pe amîndouă.

Apare în mod natural ideea de a folosi o rezistență de sarcină *activă*, adică rezistența de ieșire a unui al doilea dispozitiv T, care să fie comandat astfel încît să prezinte o rezistență de valoare mare sau mică, după cum este nevoie. Se obțin schemele inversoarelor în contratimp, realizate cu două TEC sau două TB.

În figura 7.61, *a* este dată schema de principiu a structurii de bază a circuitelor logice integrate din seria COSMOS sau CMOS (prescurtarea provine din cuvintele englezești *COmplementary Symmetry*

Scanned with OKEN Scanner

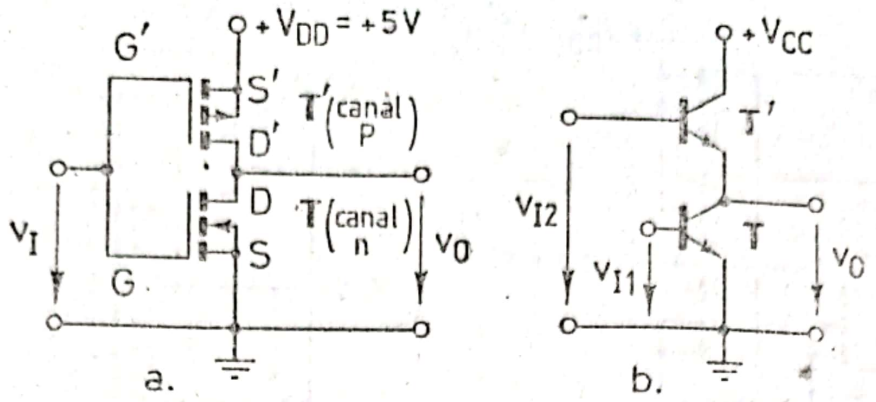


Fig. 7.61. Inversoare în contratimp: *a* — cu două TEC; *b* — cu două TB.

MOS — MOS cu simetrie complementară). Ea reprezintă un inversor în contratimp realizat cu două TECMOS complementare, T cu canal *n* indus și T' cu canal *p* indus; T este tranzistorul de comandă, iar T' este tranzistorul de sarcină. Descriem sumar modul în care se asigură condițiile ca poarta *S'D'* a lui T' să reprezinte o rezistență de sarcină de valoare mică sau mare pentru drena lui T, cînd T este blocat, respectiv în conducție puternică.

Tensiunea de prag a tranzistorului T, cu canal *n*, este de obicei egală cu +1,5 V, iar a lui T' cu canal *p*, este egală cu −1,5 V; T conduce deci pentru $v_{GS} = v_I > +1{,}5$ V, iar T' conduce pentru $v_{GS} = v_I - V_{DD} < -1{,}5$ V, adică pentru $v_I < 3{,}5$ V, deoarece $V_{DD} = 5$ V.

Cele două nivele de tensiune cu care lucrează circuitul sînt $V_L = 0$ V și $V_H = 5$ V, atît la intrare cît și la ieșire. Cînd se aplică la intrare V_L, T este blocat iar T' conduce, fiind echivalent la poarta *S'D'* cu o rezistență mică. Cînd se aplică la intrare V_H, T conduce iar T' este blocat, fiind echivalent la poarta *S'D'* cu o rezistență foarte mare.

În figura 7.61, *b* este dată schema de principiu simplificată a etajului de ieșire al porții fundamentale SI—NU din familia circuitelor logice integrate TTL (prescurtarea provine de la cuvintele englezești *Transistor Transistor Logic* — logică cu tranzistoare și tranzistoare). Ea reprezintă un inversor în contratimp realizat cu două TB, ambele de tip *npn*; T este tranzistorul de comandă, iar T' este tranzistorul de sarcină. Pentru funcționarea corectă a etajului sînt necesare două tensiuni de intrare, care trebuie să varieze în opoziție (una crește cînd cealaltă scade). Ele se obțin de la etajul anterior (care nu apare în figură), realizat cu un TB comandat pe bază și încărcat cu rezistențe atît în colector cît și în emitor; cele două tensiuni se culeg de la colectorul și emitorul lui.

Scanned with OKEN Scanner

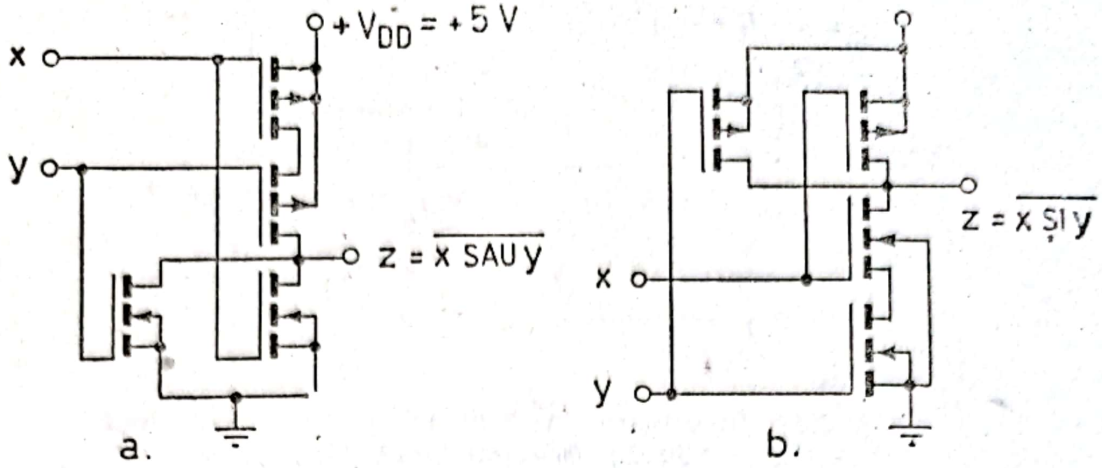


Fig. 7.62. Circuite logice mai complexe cu TEC: *a* — circuit SAU-NU; *b* — circuit SI-NU.

Ca şi la inversorul în contratimp cu TEC, cînd tranzistorul de comandă este blocat, T' conduce, fiind echivalent cu o rezistenţă mică, iar cînd T conduce, T' este blocat, fiind echivalent cu o rezistenţă foarte mare.

Pornind de la schema inversorului în contratimp cu TEC, s-au elaborat circuite care efectuează operaţii logice mai complexe. De exemplu, în figura 7.62, *a* este arătată schema unui circuit SAU—NU cu două intrări. Cînd se aplică nivelul inferior de tensiune la ambele intrări, cele două tranzistoare cu canal *p* conduc, iar cele cu canal *n* sînt blocate. La ieşire apare nivelul superior de tensiune. Cînd se aplică nivelul superior de tensiune la cel puţin una dintre intrări, la ieşire apare nivelul inferior.

În figura 7.62, *b* este arătată schema unui circuit SI—NU cu două intrări. La ieşirea lui apare nivelul inferior dacă şi numai dacă la ambele intrări se aplică nivelul superior.

Menţionăm că numărul de intrări al acestor porţi poate fi mărit prin simpla mărire a numărului tranzistoarelor conectate în serie şi în paralel.

7.7. CIRCUITE CU T CA AMPLIFICATOARE

Un dispozitiv T încărcat la ieşire poate juca rol de amplificator, dacă funcţionează în zona liniară a regiunii lui active. În aceste condiţii etajul corespunzător, realizat fie cu unul fie cu două T, funcţionează în zona liniară a regiunii active a caracteristicii lui de transfer şi joacă de asemenea rol de amplificator.

Scanned with OKEN Scanner

Amplificatoarele elementare sînt etaj cu unul sau două dispozitive T, folosite cu rol de amplificator. Problemele pe care le pune studiul lor sînt diferite, după cum se cere proiectarea unui amplificator elementar astfel încît să se bucure de anumite proprietăți specificate dinainte, sau se cere analiza proprietăților unui amplificator dat. În cele ce urmează ne referim la problemele analizei, dintre care cele principale sînt:

— determinarea proprietăților diferențiale sau de semnal mic;
— determinarea randamentului;
— determinarea distorsiunilor.

În funcție de destinația amplificatorului devin mai importante unele sau altele dintre aceste proprietăți. De pildă, la un amplificator de semnal mic randamentul nu prezintă interes, în timp ce la unul de semnal mare (de putere) el devine una dintre proprietățile cele mai importante.

Fără a reduce apreciabil generalitatea discuției, considerăm cazurile în care amplificatorul este un *diport pentru variații de semnal* (vezi secțiunea 2.2.3); conform definiției amplificatorului, acest diport este *activ* și *liniar*. Analiza proprietăților de semnal mic cuprinde calculul funcțiilor de diport și anume:

—amplificările de diferite dimensiuni (de regulă, una sau două dintre amplificările de semnal, în funcție de destinația amplificatorului);
— rezistența de intrare;
— rezistența de ieșire.

Pentru a reprezenta sugestiv proprietățile de semnal mic, amplificatorul se modelează printr-o schemă echivalentă unilaterală, alcătuită din două subscheme independente una de alta, cu excepția cuplajului datorat prezenței unei SCL pentru variații de semnal. Subschema de intrare se reduce la rezistența de intrare a amplificatorului, iar subschema de ieșire este o sursă Thévenin sau Norton (figura 7.63). În afară de faptul că schema echivalentă

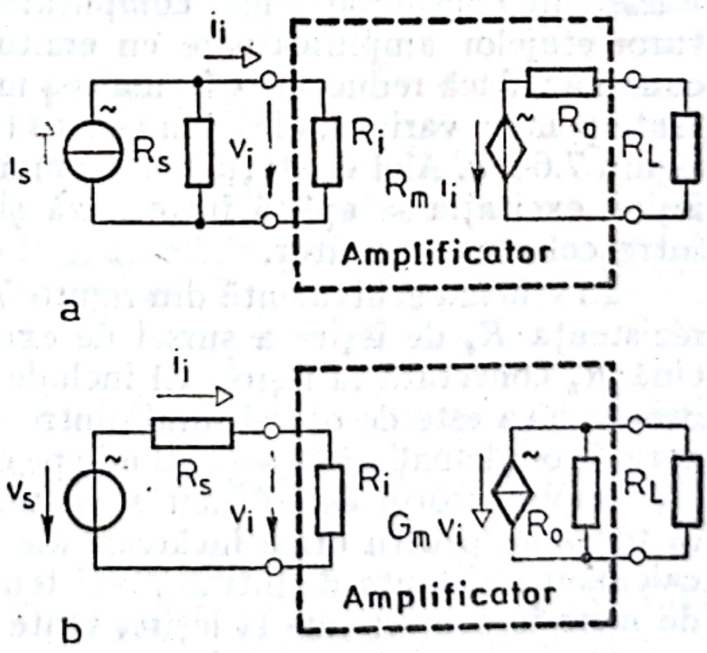


Fig. 7.63. Schemele echivalente unilaterale ale amplificatoarelor: *a* — cu sursă Thévenin la ieșire; *b* — cu sursă Norton la ieșire.

Scanned with OKEN Scanner

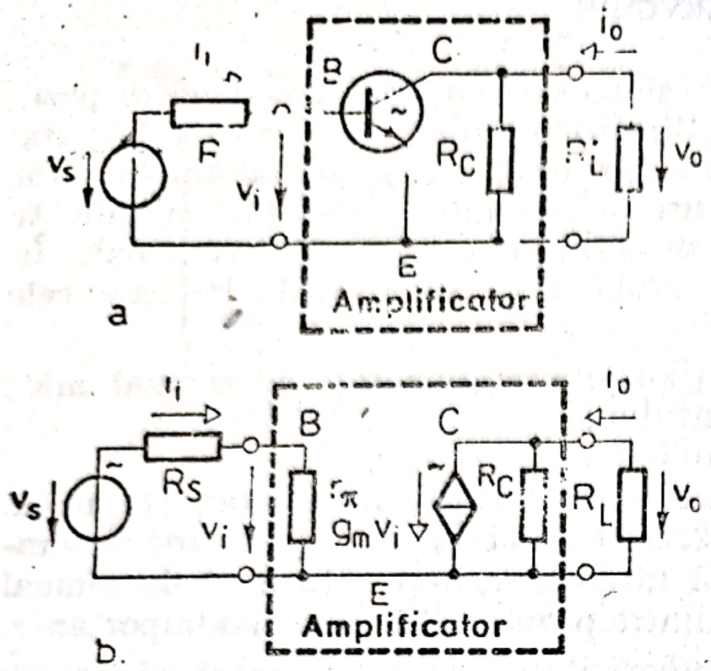


Fig. 7.64. **Forma generală cea mai simplă a schemelor echivalente pentru variaţii ale etajelor amplificatoare cu un TB în conexiunea EC:** *a* **— cu TB nemodelat;** *b* **— cu TB înlocuit prin modelul π-hibrid simplificat.**

unilaterală favorizează înţelegerea intuitivă a funcţionării amplificatorului, ea uşurează analiza manuală, deoarece permite calculul separat al comportării la intrare şi al comportării la ieşire. Această posibilitate este deosebit de utilă în analiza amplificatoarelor cu mai multe etaje (vezi secţiunea următoare).

În scopul concretizării discuţiei de pînă aici, analizăm simplificat proprietăţile de semnal mic ale etajului amplificator cu un TB în conexiunea EC. Trebuie să menţionăm de la început că, în practică, amplificatoarele elementare cu emitorul comun au rareori o schemă de principiu aşa de simplă ca cea din figura 7.43. Ele sînt realizate după o mare varietate de scheme de principiu, dintre care unele sînt considerabil mai complicate. Schemele de principiu ale tuturor etajelor amplificatoare cu emitorul comun au însă o trăsătură comună: dacă reducem la forma cea mai simplă schemele lor echivalente pentru variaţii, obţinem pentru toate aceeaşi schemă, arătată în figura 7.64, *a*. Aici emitorul este comun porţii de intrare şi porţii de ieşire, excitaţia se aplică între bază şi emitor, iar răspunsul se culege între colector şi emitor.

În schema echivalentă din figura 7.64, *a* amplificatorul nu include rezistenţa R_s de ieşire a sursei de excitaţie şi nici rezistenţa de sarcină R_L conectată la ieşire. El include însă rezistenţa de colector R_C, deoarece ea este de obicei unul dintre elementele circuitului de polarizare. Scopul analizei de semnal mic pe care o facem acum este să descriem amplificatorul astfel încît să putem apoi calcula amplificarea lui în tensiune pentru orice încărcări ale intrării şi ieşirii. În acest scop calculăm rezistenţa de intrare, rezistenţa de ieşire şi transconductanţa de mers în scurtcircuit la ieşire, toate pentru variaţii de semnal.

Este posibil să estimăm anticipat rezultatele calculelor folosind modelul TG prezentat în secţiunea 7.4.4. El ne arată că modulul amplificării în tensiune este supraunitar, semnul ei este negativ şi

Scanned with OKEN Scanner

rezistența de ieșire este comparabilă cu cea de intrare.

Efectuarea calculelor necesită modelarea prealabilă a proprietăților de semnal mic ale TB; în cazul de față este convenabilă folosirea modelului diferențial π-hibrid simplificat (dat în figura 7.34, *b* din secțiunea 7.4.4), care conduce la schema echivalentă din figura 7.64, *b*. Ținînd seama de particularitățile analizei schemelor cu SCL (paragraful 3.2), obținem direct:

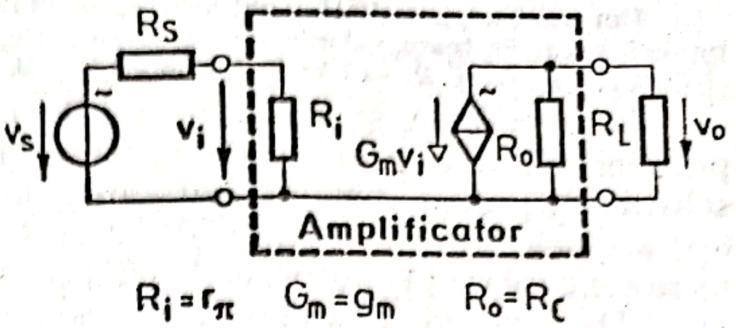


Fig. 7.65. Schema echivalentă unilaterală a amplificatoarelor cu un TB în conexiunea EC.

$$R_i = r_\pi, \tag{7.116}$$

$$R_o = R_c, \tag{7.117}$$

$$G_m = g_m. \tag{7.118}$$

Amplificatorul poate fi deci reprezentat prin schema echivalentă unilaterală din figura 7.65.

Observație. Dacă nu neglijăm efectul rezistenței diferențiale de ieșire r_o a TB, atunci $R_o = r_o \,||\, R_c$.

Schema obținută permite determinarea expresiei amplificării în tensiune după cum urmează:

$$v_i = v_s R_i/(R_S + R_i)$$

$$v_o = -G_m v_i (R_o \,||\, R_L)$$

$$A_v =: \frac{v_o}{v_s} = \frac{-G_m R_i R_o}{R_S + R_i}, \tag{7.119}$$

unde am notat

$$R_c =: R_o \,||\, R_L. \tag{7.120}$$

Dacă ținem seama de expresiile lui R_i și G_m de mai sus și de relația $\beta_f = g_m r_\pi$, rezultă forma finală

$$A_v = \frac{-\beta_f R_c}{R_S + r_\pi}. \tag{7.121}$$

Exemplul 7.16. Tranzistorul bipolar folosit într-un etaj amplificator în conexiunea EC are $\beta_f = 50$ și lucrează la un curent de colector $I_C = 1{,}2$ mA. Încărcările la intrarea și ieșirea etajului sînt $R_S = 1$ kΩ și $R_L = 7$ kΩ, iar $R_C = 5$ kΩ.

Scanned with OKEN Scanner

Din relația $g_m = 40\,|I_C|$ obținem $g_m = 48$ mS, iar apoi $r_\pi = \beta_f/g_m \simeq 1$ kΩ. Dispunînd acum de toate valorile numerice necesare, din relațiile (7.116), (7.117), (7.118) și (7.121) calculăm $R_i = 1$ kΩ, $R_o = 5$ kΩ, $G_m = 48$ mS și $A_v \simeq -75$.

În încheierea secțiunii de față dăm două exemple de scheme practice de amplificatoare cu două TB. În figura 7.66 este dată schema de principiu simplificată a etajului de ieșire al amplificatorului operațional integrat βA 741. Acesta este un etaj cu două TB complementare cuplate în emitor, de tipul discutat în secțiunea 7.5.4. Diodele D_1 și D_2 servesc la eliminarea distorsiunilor de racordare, ca și diodele din figura 7.52, *a*. Faptul că tensiunea de intrare nu se aplică în punctul comun celor două diode, ci la catodul lui D_2, conduce la o caracteristică de transfer în tensiune care nu trece prin originea sistemului de axe.

În figura 7.67 este dată schema simplificată a unui adaptor cuadrofonic [18]. El este un etaj cu două TB de același tip (*npn*) cuplate în emitor, asemănător cu etajul diferențial discutat în secțiunea 7.5.4. Ca urmare, el furnizează la ieșire diferența celor două semnale de intrare: în colectorul lui T_1 tensiunea $v_2 - v_1$, iar în colectorul lui T_2 tensiunea $v_1 - v_2$. (Amplificarea în tensiune este unitară în acest caz.) Adaptorul cuadrofonic se montează la ieșirea amplificatorului principal al unei instalații stereofonice de redare. Semnalele de intrare v_1 și v_2 reprezintă semnalele de pe cele două canale, de exemplu v_1 — stînga și v_2 — dreapta. Semnalele de ieșire $v_1 - v_2$ și $v_2 - v_1$ se aplică unor amplificatoare de putere mai mică decît amplificatoarele canalelor principale stînga și dreapta, după care sînt redate de două difuzoare așezate respectiv în spate stînga și în spate dreapta (difuzoarele canalelor principale sînt așezate în față).

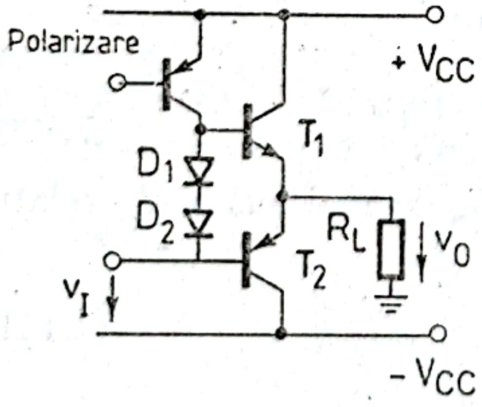


Fig. 7.66. Schemă simplificată a etajului de ieșire al AO de tipul βA 741.

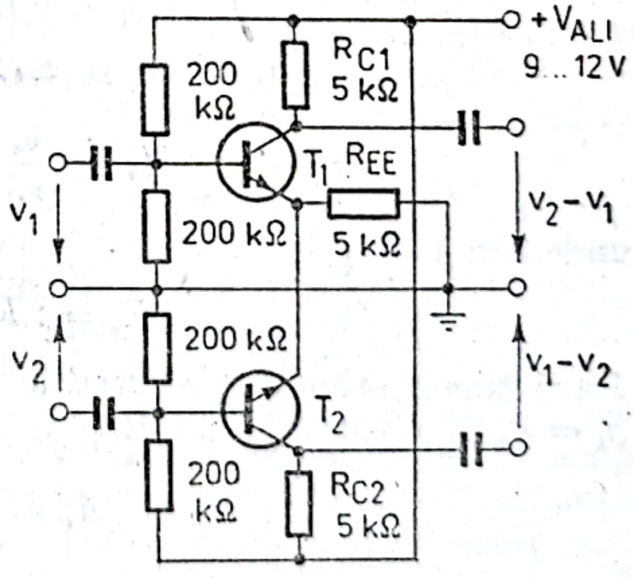


Fig. 7.67. Schemă simplificată a unui adaptor cuadrofonic.

Scanned with OKEN Scanner

7.7.2. AMPLIFICATOARE CU MAI MULTE ETAJE

Amplificările necesare în practică sînt de obicei mai mari decît cele care se pot obține cu un singur etaj ; de aceea se folosesc de obicei amplificatoare cu mai multe etaje, în care ieșirea unui etaj este legată cu intrarea etajului următor (legare în *lanț* sau în *cascadă*).

Dacă se definesc amplificările fiecărui etaj față de semnalele lui de intrare (și nu față de semnalele unei surse ideale de intrare), amplificarea totală a unui amplificator cu mai multe etaje se obține prin simpla înmulțire a amplificărilor etajelor componente. Calculul amplificărilor unui etaj oarecare din lanț nu este însă chiar atît de simplu ; într-adevăr, fiecare etaj încarcă etajul precedent, modificîndu-i funcționarea. Calea cea mai simplă de analiză a unui amplificator cu mai multe etaje constă în ruperea lui în subscheme independente una de alta (cu excepția cuplajului datorat prezenței SCL). În acest scop, fiecare etaj se modelează printr-o schemă echivalentă unilaterală, așa cum am arătat în secțiunea precedentă. Nu analizăm mai amănunțit aceste probleme.

7.7.3. POLARIZAREA DISPOZITIVELOR T

Am văzut că etajele cu T pot fi utilizate ca amplificatoare numai dacă dispozitivele T sînt polarizate astfel încît etajele să funcționeze în zona liniară a regiunii active a caracteristicii lor statice de transfer. Examinarea amănunțită a metodelor care asigură polarizarea corectă a dispozitivelor T depășește cadrul lucrării de față. De aceea, arătăm aici numai cum se pune problema și dăm cîteva exemple tipice de circuite de polarizare.

La etajele cu un singur T folosite ca amplificatoare, PSF trebuie să se afle în regiunea activă a caracteristicilor statice și anume astfel încît, sub acțiunea excitației, punctul mobil de funcționare să nu părăsească această regiune (funcționare în așa-numita clasă A). La etajele cu două TB complementare, care lucrează în contratimp, PSF trebuie să se afle la granița dintre regiunea activă și regiunea de blocare (funcționare în așa-numita clasă B). Ne referim în continuare numai la dispozitivele T care lucrează în clasa A.

1° *Alegerea punctului static de funcționare.* Poziția PSF trebuie aleasă așa încît să asigure integritatea dispozitivului T, pe de o parte, și să creeze condițiile optime de funcționare a T pentru variații de semnal, pe de altă parte. Criteriile principale de alegere a PSF sînt :

— evitarea depășirii valorilor limită permise pentru puterea disipată, curenții și tensiunile la bornele T, valori care sînt specificate în foile de catalog ;

Scanned with OKEN Scanner

— asigurarea funcționării liniare a T pentru variațiile maxime de semnal la care trebuie să funcționeze etajul (evitarea intrării T în regiunile de blocare și de saturație);

— asigurarea valorilor parametrilor diferențiali necesare pentru obținerea performanțelor de semnal mic impuse etajului (este vorba de parametrii ale căror valori depind de PSF: g_m și r_π la TB, care variază cu PSF astfel încît produsul lor $\beta_f = g_m r_\pi$ este aproximativ constant, respectiv g_m la TEC).

2° *Alegerea circuitului de polarizare*. Există o varietate foarte mare de scheme ale circuitelor de polarizare, elaborate pentru a satisface condițiile impuse de cele mai diferite aplicații. În general, un circuit de polarizare are două roluri principale:

— *realizarea PSF* dorit, în condițiile particulare de utilizare a etajului respectiv (cuplajul cu sursa de excitație și cu sarcina sau, la amplificatoarele cu mai multe etaje, cuplajul cu etajul care îl precede și cu cel care îl urmează);

— *menținerea neschimbată a PSF* (stabilizarea PSF, desensibilizarea PSF) cînd variază temperatura de funcționare sau cînd se modifică valorile parametrilor T avute în vedere la proiectarea circuitului. (Proiectarea se face cu valorile de catalog, dar valorile parametrilor T au o mare dispersie de fabricație, care nu trebuie să afecteze însă realizarea de către fiecare dispozitiv T particular a PSF dorit.) Menționăm că prin stabilizarea PSF se înțelege *stabilizarea valorii statice a curentului de ieșire*.

Orice dispozitiv T trebuie polarizat atît la poarta de intrare cît și la poarta de ieșire. Din motive economice, pentru ambele polarizări se folosește o singură sursă, sursa de alimentarea a etajului. Pornind de la această unică sursă, circuitul de polarizare trebuie să asigure tensiuni de același semn la cele două porți, dacă este vorba de dispozitive TB sau TECMOS cu canal indus, sau tensiuni de semne opuse, dacă este vorba de TECJ sau tuburi electronice.

În figura 7.68 sînt date două exemple de scheme simple de polarizare cu tensiune constantă la intrare (cu divizor de tensiune la intrare), una pentru TECMOS cu canal *n* indus, cealaltă pentru TB de tip *npn*. În prima schemă curentul de grilă al TEC este zero, iar condensatorul C_g reprezintă o întrerupere în c.c.; divizorul de tensiune lucrează în gol și deci valoarea statică a tensiunii v_{GS} este

$$V_{GS} = V_{DD} R_{G2}/(R_{G1} + R_{G2}) \qquad (7.122)$$

În cazul schemei cu TB divizorul de tensiune este proiectat astfel încît curentul de bază al tranzistorului să fie neglijabil de mic față de curentul prin divizor. Întrucît condensatorul C_B reprezintă o între-

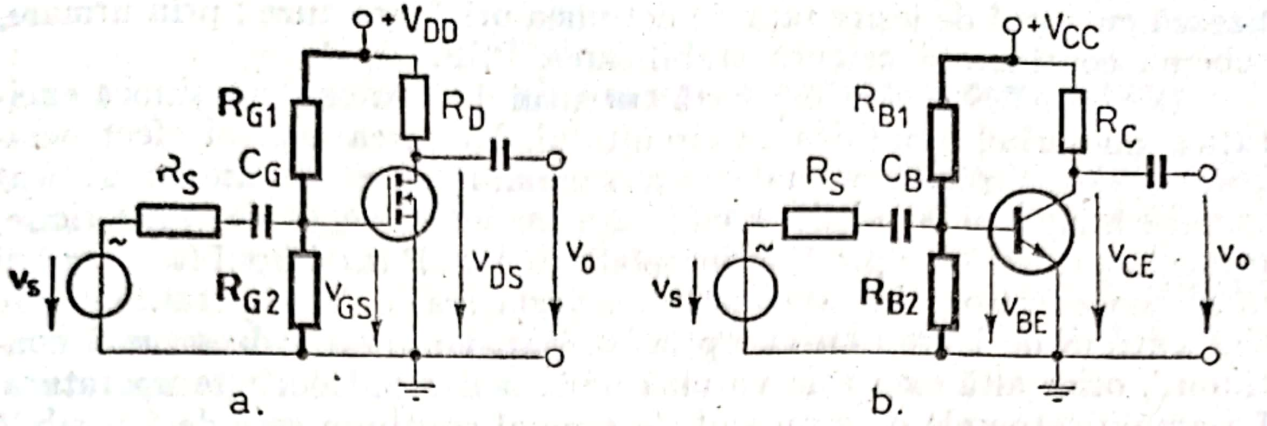


Fig. 7.68. Scheme de polarizare cu divizor de tensiune la intrare, fără stabilizarea PSF: *a* — pentru un TECMOS cu canal *n* indus; *b* — pentru un TB de tip *npn*.

rupere în c.c., rezultă că și aici putem admite că divizorul de tensiune lucrează în gol, deci

$$V_{BE} = V_{CC} R_{B2}/(R_{B1} + R_{B2}). \qquad (7.123)$$

În figura 7.69, *a* este arătată schema unui circuit de polarizare care asigură tensiuni de semne opuse la poarta de intrare și cea de ieșire. Acest circuit realizează așa numita *polarizare automată* a intrării, în sensul că folosește pentru polarizarea *intrării*, căderea de tensiune produsă de curentul de *ieșire* pe rezistența R_1. Pentru ca ea să poată fi aplicată la intrare, grila se leagă la masă ,printr-o rezistență R_G de valoare mare. Întrucît curentul de grilă al TECJ este nul, iar condensatorul C_G reprezintă o întrerupere în c.c., prin R_G nu trece curent și deci

$$V_{GS} = -R_1 I_D. \qquad (7.124)$$

Este ușor de văzut că rezistența R_1 introduce o RN în configurația $s-s$. Conform analizei din paragraful 4.3, această reacție desensibi-

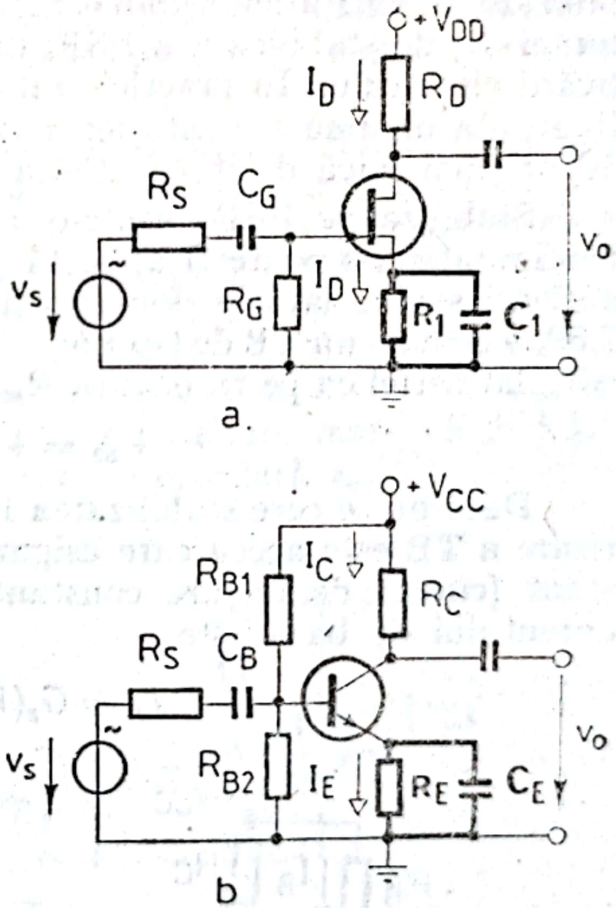


Fig. 7.69. Scheme de polarizare cu stabilizarea PSF: *a* — polarizarea automată la intrare a unui TECJ cu canal *n*; *b* — polarizarea combinată la intrare a unui TB de tip *npn*.

lizează curentul de ieşire faţă de acţiunea oricăror cauze ; prin urmare, schema considerată asigură stabilizarea PSF.

Desigur, RN desensibilizează curentul de ieşire şi la acţiunea excitaţiei, micşorînd amplificarea circuitului. Evitarea acestui efect nefavorabil este posibilă numai dacă semnalul care trebuie amplificat variază mult mai rapid decît cauzele care modifică PSF. Din fericire, principala cauză care produce instabilitatea PSF în timpul funcţionării unui amplificator dat o constituie variaţiile de temperatură, care sînt extrem de lente ; cu excepţia excitaţiei numite „de semnal continuu", orice altă excitaţie variază mult mai rapid decît temperatura. La amplificatoarele care nu sînt de semnal continuu este deci posibilă păstrarea RN pentru stabilizarea PSF şi anularea ei pentru acţiunea excitaţiei. În acest scop, se leagă în paralel cu rezistenţa R_1 un condensator *de decuplare* C_1 ; capacitatea lui reprezintă o întrerupere pentru componenta statică a curentului de ieşire şi are o valoare suficient de mare ca să reprezinte un scurtcircuit pentru componentele corespunzătoare excitaţiei. Condensatorul C_1 nu modifică deci efectul rezistenţei R_1 de stabilizare a PSF, dar anulează efectul ei asupra amplificării circuitului. În practică valoarea capacităţii se alege astfel ca, la frecvenţa minimă a excitaţiei, reactanţa capacitivă să fie de cel puţin 10 ori mai mică decît rezistenţa R_1.

Stabilizarea PSF printr-o rezistenţă care introduce o RN în configuraţie *s-s* poate fi aplicată şi în cazul polarizării cu tensiuni de aceleaşi semne la cele două porţi. Un exemplu este arătat în figura 7.69, *b* pentru un TB de tip *npn*. Evident, divizorul de tensiune trebuie calculat astfel ca pe rezistenţa R_{B2} să cadă tensiunea

$$V_{B2} = V_{BE} + R_E I_E. \tag{7.125}$$

Dacă nu se cere stabilizarea PSF, cea mai simplă schemă de polarizare a TB este accea care asigură polarizarea cu curent de bază constant (curent de intrare constant), arătată în figura 7.70. Expresia curentului de bază este

$$I_B = G_B(V_{CC} - V_{BE\,on}). \tag{7.126}$$

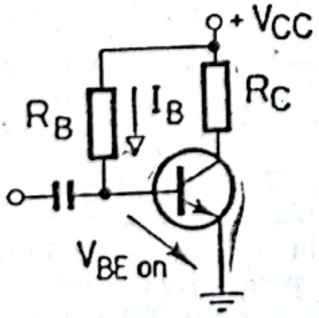


Fig. 7.70. Polarizarea cu curent constant la intrare a unui TB de tip *npn*.

Scanned with OKEN Scanner

7.8. CIRCUITE CU T AVÎND ALTE ROLURI

7.8.1. CIRCUITE CU TEC CA REZISTENȚE LINIARE COMANDATE

Caracteristicile statice de ieşire ale TEC prezintă în jurul originii, anume pentru $v_{DS} \ll v_{DS\ sat}$, o regiune liniară (vezi figura 7.21, *b* din secţiunea 7.4.2). La valori mici ale tensiunii între drenă şi sursă (de ordinul a 100 mV), TEC se comportă deci ca o rezistenţă liniară, a cărei valoare poate fi comandată prin tensiunea între grilă şi sursă. Conform relaţiilor (7.44) şi (7.45)

$$g_{os} = -2\frac{I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right);$$

valoarea conductanţei corespunzătoare variază liniar cu tensiunea de comandă v_{GS}. Valoarea minimă a rezistenţei $r_{os} = 1/g_{os}$ pe care o poate realiza TEC este de ordinul a 2 ... 300 ohmi în cazul TECJ şi de ordinul 20 ... 1 000 ohmi în cazul TECMOS. Valorile maxime ale rezistenţei, care se pot obţine încă comandat, sînt de ordinul a 0, 1 ... 1 megaohmi.

Deoarece plaja de valori a tensiunii v_{DS} în care TEC se comportă ca o rezistenţă liniară este foarte mică, se recurge uneori la extinderea ei prin introducerea unei reacţii, care suprapune jumătate din tensiunea drenă-sursă peste tensiunea de comandă grilă-sursă. Reacţia poate acţiona fie independent de frecvenţă, chiar în c.c. (figura 7.71, *a*), fie numai pentru semnalele alternative aplicate la drenă (figura 7.71, *b*). În ambele cazuri reacţia este realizată printr-un divizor de tensiune constituit din două rezistenţe egale şi de valoare mare ($R > 1$ MΩ), pentru a nu şunta apreciabil rezistenţa comandată r_{os}.

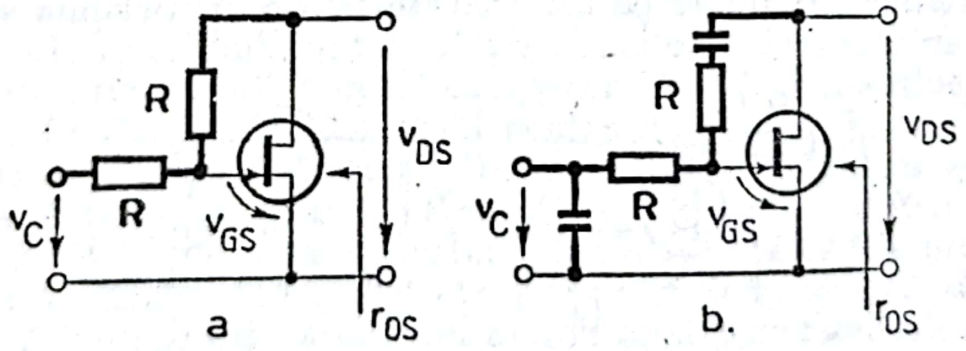


Fig. 7.71. Liniarizarea caracteristicilor statice de ieşire ale TEC: *a* — pentru tensiuni v_{DS} alternative şi continue; *b* — numai pentru tensiuni v_{ds} alternative.

Scanned with OKEN Scanner

În cazul schemei din figura 7.71, *a*, tensiunea grilă-sursă este

$$v_{GS} = \frac{V_C + v_{DS}}{2} \tag{7.127}$$

(spre deosebire de cealaltă variantă, aici și tensiunea de comandă V_C este redusă la jumătate de către divizor). Se poate arăta [12] că rezultă

$$g_{OS} = -2\frac{I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_C}{2V_P}\right) \tag{7.128}$$

iar plaja de liniaritate este acum cuprinsă între valorile $v_{DS} = \pm (V_C - 2V_P)$.

Aceeași metodă de liniarizare a caracteristicilor de ieșire se poate aplica și la TECMOS, cu condiția de a se lăsa substratul (grilă-bază) flotant.

Folosirea dispozitivelor TEC cu rol de rezistență liniară comandată prin tensiune conduce la realizarea unor aplicații variate; amintim aici:

— atenuatoare cu atenuarea comandată prin tensiune;
— amplificatoare cu amplificarea comandată prin tensiune;
— filtre cu frecvența de tăiere sau de acord comandată prin tensiune;
— oscilatoare RC cu frecvența și amplitudinea de oscilație comandate prin tensiune;
— multiplicatoare analogice;
— divizoare analogice;

Ne limităm la ilustrarea primeia dintre aplicațiile enumerate.

În figura 7.72, *a* este arătată cea mai răspîndită dintre schemele simple de atenuator cu TEC. Ea are avantajul de a permite ca sursa tensiunii de comandă V_C să aibă o bornă la masă, fapt care face ușor posibilă comanda de la distanță a atenuării, deoarece ușurează filtrarea eventualelor semnale parazite culese pe drum. Schema se reduce

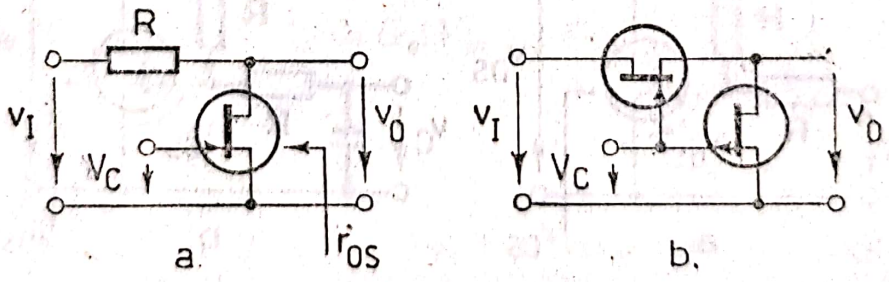


Fig. 7.72. Atenuatoare comandate prin tensiune, realizate cu TEC: *a* — cu TEC în paralel cu sarcina; *b* — serie-paralel.

la un simplu divizor rezistiv de tensiune, în care raportul de divizare se comandă prin valoarea rezistenței r_{os} a TEC. Dacă se admite o rezistență R de valoare relativ mare (ceea ce înseamnă o atenuare reziduală relativ importantă), gama de variație a atenuării este aproximativ la fel de mare ca și gama de variație a rezistenței r_{os}, adică de ordinul a 100 ... 1 000.

Limite mai mari de variație a atenuării se pot obține cu ajutorul schemei serie-paralel din figura 7.72, *b*. Folosindu-se aici două TEC complementare, la variația tensiunii de comandă V_c rezistența TEC serie crește cînd cea a TEC paralel scade și invers.

Pentru ca atenuatorul să nu introducă distorsiuni importante datorate neliniarității TEC, trebuie:

— fie să se limiteze nivelul semnalului la cel mult cîteva zeci de milivolți, ceea ce ridică problema raportului semnal/zgomot la atenuarea limită;

— fie, mai bine, să se liniarizeze caracteristicile TEC prin reacție, așa cum am arătat mai înainte.

7.8.2. CIRCUITE CU ROLURI DE COMPONENTE D

Dispozitivele T sînt folosite adeseori la realizarea unor circuite cu roluri de componente D. Cu toate că aceasta pare o subutilizare a lor, ea este perfect justificată în următoarele situații:

— dacă se obțin proprietăți diferite de cele ale componentelor D uzuale;

— dacă se obțin performanțe superioare față de performanțele componentelor D;

— dacă rezultă avantaje economice.

Primele două situații se înțeleg de la sine. Ultima situație necesită însă o precizare. În cazul dispozitivelor T discrete, utilizarea lor pentru realizarea unor circuite cu roluri de dispozitive D este întotdeauna neeconomică. În schimb, în tehnologia circuitelor integrate monolitice, tranzistoarele reprezintă frecvent componentele cele mai ieftine, această tehnologie fiind optimizată tocmai pentru realizarea de tranzistoare. Ca urmare, o schemă de circuit integrat apare invariabil ca avînd mai multe tranzistoare decît ar fi necesar, deoarece multe dintre ele sînt utilizate cu roluri de diode, rezistențe sau capacități. (În proiectarea circuitelor cu tranzistoare discrete principiul de bază este diametral opus, urmărindu-se utilizarea unui număr minim de tranzistoare.)

Împărțim circuitele cu roluri de componente D în două clase:

— circuite care nu conțin și alte componente în afara dispozitivelor T, astfel încît dispozitivele T sînt utilizate cu roluri de componente D;

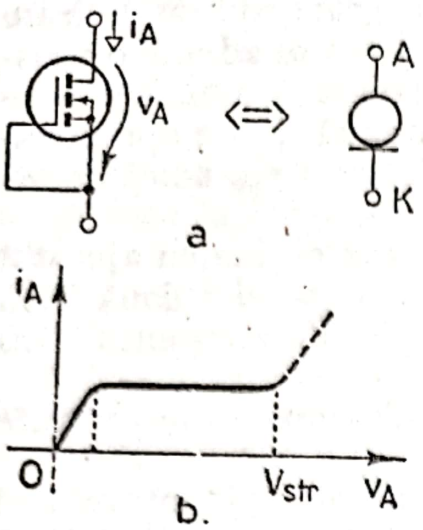


Fig. 7.73. Dioda cu efect de cîmp (DEC): *a* — schema de principiu și simbolul geometric; *b* — caracteristica statică $i - v$.

—circuite care conțin și alte componente — în principal rezistoare — și pe care le numim *componente D sintetizate*.

În continuare prezentăm cîteva exemple din fiecare clasă.

1° *Dispozitive T utilizate cu roluri de componente D.* Judecînd formal, întrucît orice dispozitiv T are trei borne, el poate fi utilizat ca o componentă D — deci cu două borne — fie dacă se folosesc numai două dintre bornele sale, fie dacă se folosesc toate trei, dar se scurtcircuitează două între ele. Se constată însă că dintre variantele posibile unele nu funcționează deloc, iar altele au performanțe nesatisfăcătoare. Arătăm aici numai variantele avantajoase în aplicații.

Dacă grila și sursa unui TECMOS sînt scurtcircuitate între ele, se obține o *diodă cu efect de cîmp* (DEC). Schema de principiu și simbolul geometric sînt arătate în figura 7.73, *a*, iar caracteristica ei statică, în figura 7.73, *b*. Se constată că DEC are proprietăți de stabilizare a curentului, spre deosebire de diodele uzuale cu joncțiuni *pn*, care au proprietăți de stabilizare a tensiunii. DEC se folosește ca limitatoare de curent în diferite circuite electronice.

Tranzistoarele bipolare sînt folosite adesea ca diode cu joncțiuni *pn*, prin scurtcircuitarea între ele a terminalelor bazei și colectorului. Ele pot avea atît roluri de diode obișnuite cu joncțiuni, cît și roluri de diode Zener (figura 7.74). În ultimul caz tensiunea Zener este tensiunea inversă de străpungere a joncțiunii emitoare și are valori cuprinse de obicei între 6 și 8 V, în funcție de tehnologia de fabricație.

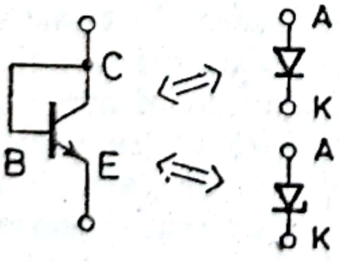


Fig. 7.74. TB utilizat cu rol de componentă D.

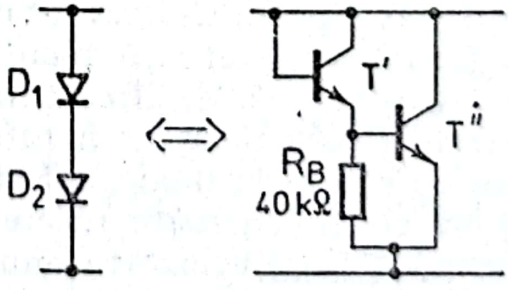


Fig. 7.75. Folosirea TB ca diode cu joncțiuni *pn* în etajul de ieșire al AO de tipul βA_741.

Scanned with OKEN Scanner

Un exemplu de folosire a TB ca diode obișnuite cu joncțiuni *pn* îl constituie etajul de ieșire al amplificatorului operațional βA 741. În schema simplificată din figura 7.66 (vezi secțiunea 7.7.1.) apar diodele D_1 și D_2, utilizate pentru denivelarea tensiunii. În schema reală ele sînt realizate cu ajutorul a două tranzistoare conectate ca în figura 7.75. Tranzistorul T' are baza scurtcircuitată cu colectorul, așa cum am menționat mai înainte, și joacă rolul diodei D_1. Rolul diodei D_2 este jucat de joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T'', la care toate bornele sînt însă conectate în puncte diferite.

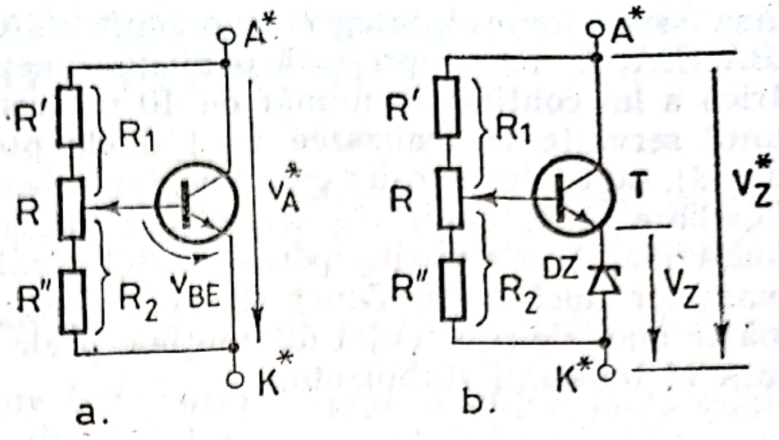


Fig. 7.76. Cele mai simple scheme de diode sintetizate: *a* — diodă obișnuită; *b* — diodă Zener.

2° *Componente D sintetizate.* În figura 7.76, *a* este dată cea mai simplă schemă de diodă sintetizată (care se întîlnește în literatură și sub denumirile de *diodă multiplicată* [19] sau *superdiodă* [20]). Deoarece valorile elementelor sînt alese astfel încît curentul de bază al tranzistorului este neglijabil de mic față de curentul prin divizorul de polarizare la intrare, se poate considera că divizorul lucrează în gol și se obține

$$v_A^* = v_{BE}(1 + R_1/R_2)\,; \tag{7.129}$$

la polarizare directă, căderea de tensiune pe dioda sintetizată poate avea orice valoare (mai mare decît v_{BE}), eventual reglabilă cu ajutorul potențiometrului R.

O schemă asemănătoare (figura 7.76, *b*) permite realizarea unei diode Zener sintetizate (sau *simulate* [16]). În aceleași ipoteze ca mai sus rezultă

$$V_Z^* = (v_{BE} + V_Z)(1 + R_1/R_2). \tag{7.130}$$

Menționăm că rezistența diferențială a diodei sintetizate este de același ordin de mărime cu rezistența unei diode obișnuite, iar cea a diodei Zener sintetizate, de același ordin de mărime cu a diodei Zener incluse în circuitul respectiv.

În prezent se produc sub formă de circuite integrate componente D sintetizate după scheme mult mai complicate decît cele de mai sus.

Așa este circuitul integrat monolitic TAA 550, produs de IPRS BANEASA, care reprezintă o diodă Zener sintetizată. Schema electrică a lui conține un număr de 10 tranzistoare bipolare, dintre care unul servește la realizarea unei diode obișnuite sintetizate (superdiodă), șapte sînt folosite cu rol de diodă Zener și numai două ca amplificatoare [19]. Utilizarea circuitului integrat TAA 550 este avantajoasă mai ales datorită performanțelor sale mult superioare performanțelor unei diode Zener simple; el se caracterizează prin valori foarte mici ale rezistenței diferențiale și ale coeficientului de temperatură al tensiunii stabilizate.

C. CIRCUITE CU AMPLIFICATOARE INTEGRATE ȘI DISPOZITIVE T

Circuitele care se realizează în prezent conțin în mod frecvent atît componente comandate integrate (amplificatoare integrate), cît și componente comandate discrete (tranzistoare). După ce în primele două părți ale capitolului am examinat circuite care conțin un singur tip de componente comandate, este ușor să analizăm funcționarea circuitelor care conțin componente din ambele categorii.

Deși performanțele componentelor integrate sînt în general net superioare performanțelor componentelor discrete, iar prețul lor este suficient de scăzut pentru a le face competitive, credem că putem identifica cel puțin două motive care nu permit renunțarea la cele din urmă:

— există roluri specifice componentelor T (rezistență liniară comandată prin tensiune, comutator analogic), pe care nu le pot juca amplificatoarele integrate;

— nivelele maxime de semnal (în special curent) și putere debitată, realizabile cu dispozitivele T, sînt superioare celor realizabile cu amplificatoarele integrate.

Desigur, pe măsură ce se elaborează noi componente integrate, cu date caracteristice superioare și, eventual, cu roluri noi, ponderea dispozitivelor T în diferite circuite va scădea. În prezent, diversitatea circuitelor realizate cu ambele tipuri de componente este extraordinar de mare, soluția adoptată pentru o anumită aplicație fiind dictată, pe de o parte, de funcțiile circuitului respectiv, iar pe de altă parte, de calitatea la care trebuie realizate aceste funcții. În cele ce urmează dăm cîteva exemple simple.

Scanned with OKEN Scanner

7.9. EXEMPLE DE CIRCUITE CU AMPLIFICATOARE INTEGRATE ŞI DISPOZITIVE T

În raport cu funcţiile de bază ale circuitului din care fac parte, amplificatoarele integrate şi dispozitivele T pot juca două tipuri de roluri:

— roluri principale, care contribuie direct la realizarea funcţiilor circuitului;

— roluri secundare, care îmbunătăţesc performanţele circuitului sau îi lărgesc posibilităţile de utilizare.

Ultimele roluri nu sînt prezente în toate circuitele; ele apar numai atunci cînd componentele care joacă rolurile principale nu permit atingerea nivelului calitativ necesar.

Întrucît înţelegerea rolurilor principale nu întîmpină dificultăţi (ele fiind toate determinate direct de destinaţia circuitului), considerăm util să trecem în revistă numai exemple de circuite în care intervin şi roluri secundare.

În numeroase aplicaţii ale amplificatoarelor integrate se iveşte necesitatea măririi excursiei semnalului de ieşire, fie a curentului, fie a tensiunii. Se pare că cea mai des întîlnită este cerinţa de a mări pur şi simplu curentul disponibil la ieşirea amplificatorului. Deoarece există în prezent numeroase amplificatoare integrate multiple (mai multe amplificatoare realizate în aceeaşi pastilă), o soluţie logică pentru creşterea moderată a curentului de ieşire este legarea în paralel a două sau mai multe secţiuni [1]. Dacă se cere însă o creştere substanţială a curentului, soluţia aceasta devine inaplicabilă, din cauza numărului mare de secţiuni necesare. Se face atunci apel la un etaj amplificator cu T, care se leagă în cascadă la ieşirea amplificatorului integrat.

În figura 7.77 este dată schema de principiu a unui comparator de putere, realizat cu un amplificator Norton şi un tranzistor bipolar. Tranzistorul are rolul secundar de a mări curentul de ieşire.

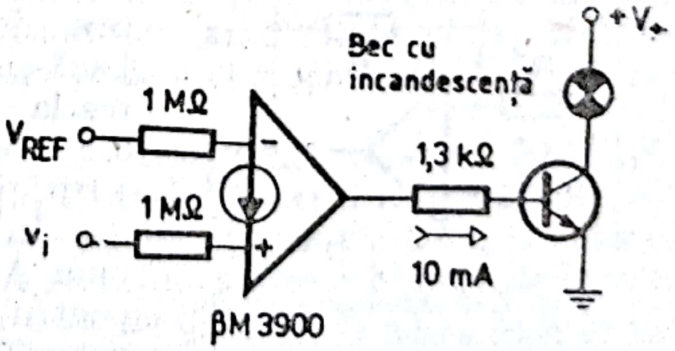


Fig. 7.77. Comparator de putere cu AN şi TB.

În figura 7.78, *a* este dată schema de principiu a unui convertor tensiune-curent (CVI), realizat cu un amplificator operaţional şi un TEC. Tranzistorul are rolul secundar de a mări curentul de ieşire. Pentru comparaţie,

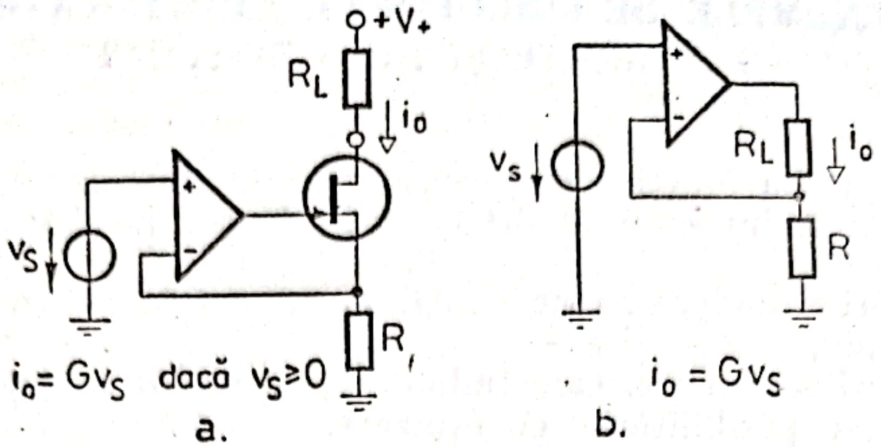


Fig. 7.78. Convertor tensiune-curent (CVI): *a* — cu AO și TEC; *b* — cu AO.

în figura 7.78, *b* este dată schema corespunzătoare fără TEC; valoarea curentului de ieșire este limitată aici de posibilitățile AO.

În secțiunea 6.4.1 am prezentat utilizarea circuitelor diport D—R ca limitatoare de tensiune. Schema din figura 6.35, reluată în figura 7.79, *a*, limitează excursia tensiunii de ieșire a AO cu ajutorul unei laturi care conține două diode Zener înseriate în opoziție și este legată în paralel cu rezistența de reacție *R*. În schema din figura 7.79, *b*, rolul secundar de limitare este jucat de două TB folosite ca diode Zener. Ultima schemă conține în plus un potențiometru pentru reglarea valorii limită a tensiunii

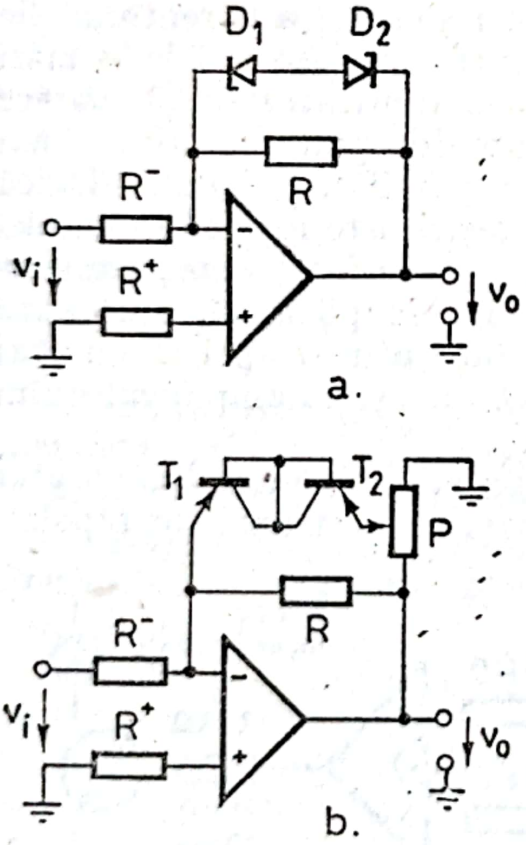


Fig. 7.79. Limitarea tensiunii de ieșire a unui AO: *a* — cu două diode Zener; *b* — cu două TB folosite ca diode Zener.

$$V_L + (V_{EB} + V_{BE})/\alpha, \qquad (7.131)$$

unde α este fracțiunea din tensiunea de ieșire a AO care se aplică laturii cu cele două TB. Folosirea joncțiunilor bază-emitor ale TB permite funcționarea la viteze mai mari decît folosirea diodelor Zener, deoarece primele au capacitățile parazite mai mici.

În mod ideal, curenții de intrare ai unui AO sînt egali cu zero. În realitate, pentru funcționarea corectă a dispozitivelor T din etajul de intrare al AO este necesar să existe curenții de polarizare.

Scanned with OKEN Scanner

Deşi se fabrică astăzi AO care au la intrare un etaj cu TEC, iar TEC au curenţi de polarizare la intrare (curenţi de grilă) aşa de mici încît nu deranjează (valori de ordinul zecilor de picoamperi), există aplicaţii în care se preferă utilizarea AO cu TB la intrare, iar TB au curenţi de polarizare la intrare de valori între 1,0 şi 100 nA. (Unul din motivele principale care justifică alegerea AO cu TB este valoarea mai mică a derivei termice a tensiunii de dezechilibru la intrare: 10 μV/°C sau mai puţin [1].) Se pune astfel problema compensării curenţilor de polarizare la intrare.

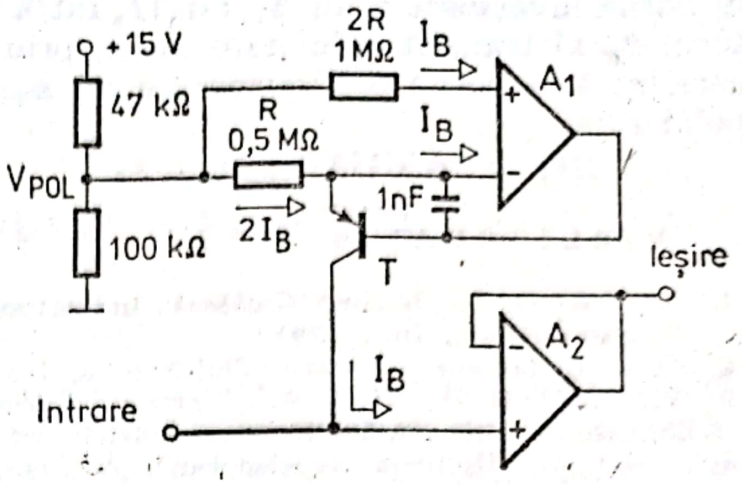


Fig. 7.80. Compensarea curentului de polarizare la intrare folosind AO împerecheate.

Unele dintre metodele cele mai eficace se bazează pe folosirea AO *împerecheate* (AO cu proprietăţi foarte asemănătoare). În esenţă aceste metode exploatează faptul că toţi curenţii de polarizare dintr-un AO multiplu sînt egali în limitele a cîtorva procente. Curentul de polarizare al unuia dintre amplificatoarele dintr-un dispozitiv multiplu poate fi atunci utilizat ca referinţă pentru producerea unui curent de compensare, care să anuleze curentul de polarizare al altui amplificator din aceeaşi pastilă. Meritul principal al acestor metode, faţă de toate celelalte, rezidă în faptul că nu necesită nici un fel de reglaj pentru a obţine rezultate bune.

Schema arătată în figura 7.80 foloseşte o secţiune dintr-un AO multiplu, cu tranzistoare *npn* la intrare, pentru compensarea curentului de polarizare la intrare al altei secţiuni. Circuitul are funcţia de repetor de tensiune, rolul principal în acest scop revenindu-i amplificatorului A_2. Subcircuitului format din amplificatorul A_1 şi tranzistorul T îi va reveni rolul secundar de a compensa curentul de polarizare la intrarea lui A_2.

Curentul de polarizare I_B de la intrarea neinversoare a lui A_1 serveşte drept curent de referinţă. El trece printr-o rezistenţă de valoare $2R$, producînd o cădere de tensiune de valoare $2RI_B$. Deoarece T închide o buclă de RN pentru A_1, tensiunea dintre bornele de intrare ale A_1 este aproximativ egală cu zero, de unde rezultă că valoarea căderii de tensiune pe rezistenţa R legată la intrarea inversoare trebuie să fie tot $2RI_B$; prin ea trece deci un curent $2I_B$. Din acesta, $1I_B$ intră

Scanned with OKEN Scanner

în borna inversoare a lui A_1, iar $1I_B$ intră în emitorul lui T. Dacă factorul β_F al tranzistorului este mare, prin colectorul lui trece tot $1I_B$, care intră în borna neinversoare a lui A_2, compensîndu-i curentul de polarizare.

BIBLIOGRAFIE

1. Jung, W. G. *IC Op-Amp Cookbook*. Indianapolis, Indiana 46286 (SUA) Howard W. Sams et Co., Inc., 1980.
2. Miron, C. *Circuite electronice*. Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1980.
3. Rutkowski, G. B. *Handbook of Integrated-Circuit Operational Amplifiers* — traducerea în limba rusă. Moscova, Izdatelistvo „Mir", 1978.
4. Schlett, Z., Hoffman, I. Câmpeanu, A. *Semiconductoare și aplicații*. Timișoara, Editura Facla, 1981.
5. Feștilă, Lelia. *Circuite integrate analogice*. Cluj-Napoca, Institutul politehnic (uz intern), 1981.
6. Barna, A. *Amplificatoare operaționale*. București, Editura tehnică, 1974.
7. Senturia, S. D., Wedlock, B. D. *Electronic Circuits and Applications* — traducerea în limba rusă. Moscova, Izdatelistvo „Mir", 1977.
8. Wojslaw, Ch. F. *Integrated Circuits. Theory And Applications*. Reston, Virginia (SUA), Reston Publishing Co., Inc., 1978.
9. Graeme, J. G., Tobey, G. E., Huelsman, L. P. *Operational Amplifiers. Design and Applications*. New-York, McGraw-Hill, 1971.
10. Graeme, H. G. *Applications of Operational Amplifiers. Third-Generation Techniques*. New-York, McGraw-Hill, 1973.
11. Sparkes, J. J. *Junction Transistors*. Oxford, Pergamon Press, 1966.
12. Stere, R., Ristea, I., Bodea, M. *Tranzistoare cu efect de cîmp*. București, Editura tehnică, 1972.
13. Vasilescu, G., Lungu, S. *Electronică*. București, Editura didactică și pedagogică, 1981.
14. Tietze, U., Schenk, Ch. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Berlin, Springer-Verlag, 1980.
15. Gray, P. R., Meyer, R. G. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. New-York, John Wiley et Sons, 1977.
16. Dănilă, Th., Reus, N., Boiciu, V. *Dispozitive și circuite electronice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1982.
17. Miron, C. *Conceptul de tranzistor generalizat*. Comunicare la Sesiunea științifică a Institutului Politehnic din Cluj-Napoca, Cluj-Napoca, oct. 1978.
18. Oprescu, G. D. *Caleidoscop audio*. București, Editura Albatros, 1982.
19. Bodea, M. ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, vol. II. București, Editura tehnică, 1980.
20. Ciugudean, M. *Dispozitive și circuite electronice. Partea a II-a. Circuite electronice*. Timișoara, Institutul politehnic „Traian Vuia" (pentru uzul studenților), 1980.

Scanned with OKEN Scanner

CAPITOLUL 8

CIRCUITE CU FUNCȚII DETERMINATE DE PROPRIETĂȚILE REACȚIEI

Proprietățile reacției sînt atît de variate și folositoare încît rareori se poate întîlni un circuit mai complex în care ea să nu fie utilizată. În capitolul de față ne referim însă numai la acele aplicații ale reacției care determină direct funcțiile circuitelor respective.

8.1. CIRCUITE CU RN

Am arătat în secțiunea 4.3.1 că proprietatea fundamentală a RN este desensibilizarea răspunsului unui amplificator cu RN față de răspunsul aceluiași amplificator fără reacție. O primă grupă de aplicații ale RN, care se bazează pe efectele acestei desensibilizări, sînt examinate în prima secțiune de mai jos.

Dacă RN este destul de puternică pentru a fi modelată prin RN infinită, desensibilizarea este totală, ceea ce conduce la indepedența amplificării cu reacție de orice alt factor în afară de transmitanța de reacție r, conform relației (4.21)

$$A = -1/r. \tag{8.1}$$

Pe această proprietate se bazează o altă grupă de aplicații ale RN, care sînt examinate în secțiunea a doua a paragrafului.

8.1.1. CIRCUITE DESENSIBILIZATE PRIN RN

Trecem în revistă circuitele care se folosesc pentru realizarea uneia dintre funcțiile următoare:

- stabilizarea tensiunii continue;
- stabilizarea curentului continuu;
- sarcină activă;
- protecția altor circuite contra scurtcircuitului la ieșire.

Scanned with OKEN Scanner

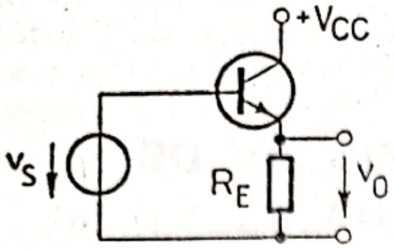


Fig. 8.1. Schemă de principiu a repetorului de tensiune pe emitor.

La circuitele din prima categorie RN desensibilizează tensiunea de ieşire. La circuitele din celelalte categorii RN desensibilizează tensiunea pe o rezistenţă de valoare constantă şi, astfel, curentul prin acea rezistenţă şi prin orice alt element înseriat cu ea.

Schema de bază, din care derivă direct variantele simple ale tuturor circuitelor menţionate mai sus, este schema repetorului de tensiune pe emitor (etajul cu un TB în conexiunea *CC*). Ea are forma din figura 8.1, care diferă de schema generală din figura 7.47 prin faptul că lipseşte rezistenţa R_s a sursei aplicate la intrare. (În aplicaţiile pe care le examinăm acum valoarea rezistenţei R_s este neglijabil de mică.)

În ciuda acestei deosebiri, concluziile stabilite în secţiunea 7.5.3 rămîn valabile; în particular, ne interesează proprietatea cicuitului de a furniza o tensiune v_o a cărei valoare este aproape independentă de valoarea rezistenţei R_E şi a tensiunii de alimentare V_{CC}. În contextul de faţă ea reprezintă proprietatea principală a etajului şi o numim *desensibilizarea căderii de tensiune pe rezistenţa* R_E din emitor. Sînt posibile două explicaţii calitative foarte simple ale acestei proprietăţi.

O explicaţie porneşte de la ipoteza că valorile v_s şi v_o sînt mult mai mari decît tensiunea bază-emitor v_{BE} în regiunea activă de funcţionare a TB. Ca urmare, variaţiile tensiunii v_{BE} sînt neglijabil de mici faţă de celelalte două tensiuni, astfel că pentru v_S = const rezultă v_o = const, chiar dacă variază R_E şi/sau V_{CC}.

A doua explicaţie foloseşte teoria reacţiei. Am arătat în figura 4.8, *a* din secţiunea 4.1.4 că schema echivalentă pentru variaţii a etajului cu un TB în conexiunea CC poate fi pusă sub forma unui circuit cu RN în configuraţia serie-paralel. Ori, configuraţia paralel la ieşire desensibilizează tensiunea de ieşire.

În aplicaţiile care exploatează desensibilizarea prin RN, la intrarea repetorului pe emitor se aplică o tensiune v_s constantă, numită *tensiune de referinţă* V_{REF}. Ca urmare, circuitul menţine constantă (stabilizează) *tensiunea continuă* pe rezistenţa R_E.

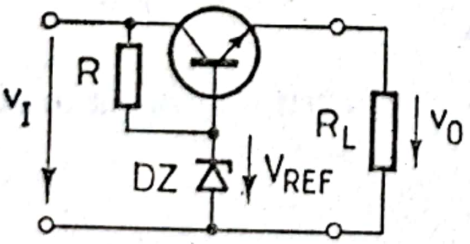


Fig. 8.2. Stabilizator de tensiune continuă de tip repetor pe emitor.

În continuare trecem în revistă aplicaţiile repetorului pe emitor ca circuit desensibilizat prin RN.

Stabilizator de tensiune continuă de tip repetor pe emitor. În schema din figura 8.2 rezistenţa din emitor este chiar rezistenţa de sarcină R_L. Pentru a evita

Scanned with OKEN Scanner

necesitatea unei surse separate de tensiune care să furnizeze tensiunea de referință V_{REF}, ea se obține de la sursa de alimentare a etajului, cu ajutorul unui stabilizator parametric de tensiune continuă, alcătuit din rezistența R și dioda Zener DZ. Dat fiind că circuitul tinde să mențină constantă tensiunea continuă de ieșire cînd variază valoarea sarcinii, modelul lui ideal la poarta de ieșire este o *sursă de tensiune continuă*; rezistența diferențială de ieșire R_o este foarte mică.

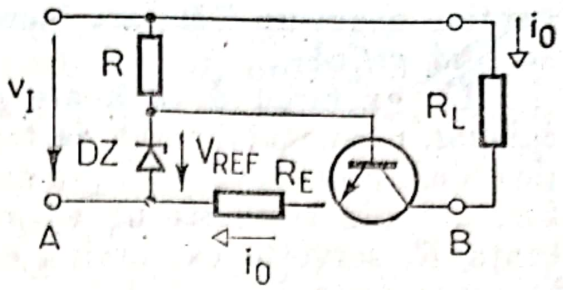


Fig. 8.3. Stabilizator simplu de curent continuu.

Menționăm în treacăt că la circuitele stabilizatoare tensiunea de alimentare se numește *tensiune de intrare*, fără altă specificare.

Stabilizator de curent continuu. Schema din figura 8.3 este alcătuită dintr-un repetor pe emitor înseriat cu rezistența de sarcină R_L. Ca și în schema precedentă, repetorul menține constantă tensiunea continuă pe rezistența din emitor R_E, care este aici diferită de rezistența de sarcină. Întrucît R_E=const, curentul prin R_E este și el constant. Dacă tranzistorul are un factor β_F mare, acest curent este practic egal cu curentul continuu prin sarcină, care este deci și el stabilizat. Dat fiind că circuitul tinde să mențină constant curentul continuu de ieșire cînd variază sarcina, modelul lui ideal la poarta AB este o *sursă de curent continuu*; rezistența diferențială de ieșire R_{ab} este foarte mare.

Observație. Sursa de curent continuu care polarizează etajul diferențial din figura 7.55 are aceeași structură cu schema stabilizatorului de curent continuu discutată aici: tranzistorul T_3 și rezistența R_{EE} formează repetorul pe emitor, căderea de tensiune pe rezistența R_{E2} reprezintă tensiunea de referință, iar întreg etajul diferențial joacă rolul rezistenței de sarcină.

Sarcină activă. Am văzut în paragraful 7.4 că amplificările în tensiune ale etajului cu un TB în conexiunea EC și etajului diferențial cu două TB cresc cu creșterea rezistenței de sarcină. Mărirea rezistenței de sarcină este însă limitată, deoarece conduce la mărirea căderii de tensiune continuă pe ea, iar aceasta este limitată de valoarea disponibilă a tensiunii de alimentare. Intrucît sursa de curent continuu cu repetor pe emitor prezintă o rezistență diferențială R_{ab} mult mai mare decît rezistența statică R_{AB}, folosirea ei în locul rezistenței de sarcină permite obținerea unei amplificări mult mai mari la o valoare dată a tensiunii de alimentare. (Căderea de tensiune continuă este determinată de R_{AB}, iar amplificarea în tensiune, de R_{ab}.) Deoarece sarcina

conține acum un TB care lucrează în regiunea activă, ea se numește *sarcină activă*.

Un exemplu de aplicare se vede în figura 8.4, unde este dată schema unui stabilizator de tensiune continuă cu RN și amplificator de eroare (vom reveni asupra acestei scheme). Sursa de curent continuu formată din tranzistorul T_1, rezistența R_2, dioda Zener D_1 și rezistența R_1 servește ca sarcină etajului amplificator cu tranzistorul T_3 în conexiunea EC.

Circuit de protecție la scurtcircuit. Una dintre metodele de bază folosite pentru protejarea tranzistorului de ieșire dintr-un montaj, în cazul apariției unui scurtcircuit la ieșire, constă în limitarea curentului prin acest tranzistor. Ca circuit de protecție se poate folosi un stabilizator de curent cu repetor pe emitor, care este inactiv în mod normal și intră în funcțiune numai la atingerea valorii limită de către curentul prin tranzistor, împiedicînd creșterea lui peste acesată valoare. Ca exemplu, considerăm elementele încadrate cu linie întreruptă în figura 8.4. Împreună cu tranzistorul T_2 (care trebuie protejat) ele formează un repetor pe emitor care stabilizează curentul I prin rezistența (constantă) R' și deci prin T_2. Diodele D' și D'' au rol de stabilizator de tensiune, căderea de tensiune pe ele, aproximativ constantă, reprezentînd tensiunea de referință V_{REF} a repetorului.

Funcționarea montajului este următoarea. Cîtă vreme curentul I are o valoare mai mică decît limita admisă, tensiunea

$$v_{BE2} + V' = v_{BE2} + R'I \qquad (8.2)$$

este mai mică decît tensiunea de prag a celor două diode înseriate și ele sînt blocate. Are efect numai rezistența R', dar efectul ei este

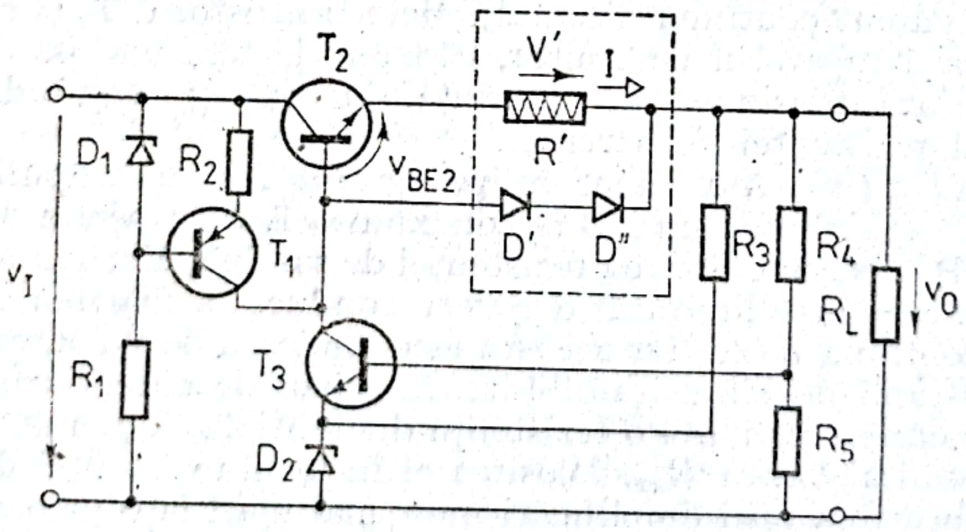


Fig. 8.4. Stabilizator de tensiune continuă cu amplificator de eroare.

neglijabil datorită faptului că are o valoare foarte mică (R' este de obicei o rezistență bobinată cu valoarea cel mult de ordinul ohmilor). Valoarea acestei rezistențe este aleasă astfel încît, la atingerea valorii limită de către curentul I, tensiunea de mai sus devine egală cu tensiunea de prag și diodele se deblochează. Circuitul de protecție devine activ, stabilizînd curentul la valoarea limită.

Analiza cantitativă a performanțelor repetorului pe emitor ca circuit desensibilizat prin RN se poate face prin diferite metode; credem însă că folosirea teoriei reacției, inclusiv aproximarea reacției reale prin reacția ideală (secțiunea 4.4.3), este mai sugestivă și permite o înțelegere mai unitară a procedeelor de îmbunătățire a performanțelor.

Fără a reda aici calculele (pe care cititorul este invitat să le efectueze singur), dăm două rezultate, pe baza cărora facem unele comentarii.

Conductanța totală de ieșire (inclusiv conductanța G_L) a stabilizatorului de tensiune cu repetor pe emitor (figura 8.2) are expresia [1]

$$G_{o\,tot} = G_L(1 + g_m R_L), \tag{8.3}$$

unde paranteza reprezintă determinantul reacției

$$\Delta =: 1 - fr = 1 + g_m R_L. \tag{8.4}$$

Exemplul 8.1. Fie $R_L = 2\,k\Omega$ și curentul de colector $I_C = 1$ mA. Deoarece $g_m = 40\,I_C = 40$ mS, rezultă $\Delta = 81$ și $G_{o\,tot} = 40{,}5$ mS, respectiv $R_{o\,tot} \simeq 25\ \Omega$.

Față de etajul avînd aceeași sarcină R_L și realizat cu același TB, dar în conexiunea EC, a cărui rezistență de ieșire am văzut în secțiunea 7.7.1 că este $R_{o\,tot} = R_L = 2\,k\Omega$, RN în configurația paralel la ieșire micșorează rezistența de ieșire de 81 ori în acest caz. *Rezistența diferențială de ieșire este practic egală cu inversa transconductanței diferențiale a TB folosit.*

Există numeroase aplicații în care se cer performanțe net superioare celor de mai sus. Pentru îmbunătățirea lor trebuie mărită valoarea determinantului reacției, deci a transmitanței buclei de reacție. În acest scop se introduce în buclă un amplificator cu unul sau mai multe etaje. De exemplu, în schema din figura 8.4 acesta este rolul etajului amplificator cu tranzistorul T_3 în conexiunea EC.

În cazul folosirii repetorului ca stabilizator de curent, circuitul prezintă o RN în configurație serie la ieșire și deci mărește rezistența diferențială de ieșire la poarta AB (figura 8.3), R_{ab}. Pentru această rezistență se obține expresia simplificată [2]

$$R_{ab} = r_o(1 + g_m R_E), \tag{8.5}$$

Scanned with OKEN Scanner

valabilă dacă $R_E \ll r_\pi$. Aici r_o este rezistența diferențială de ieșire a TB la poarta colector-emitor, iar paranteza reprezintă determinantul reacției

$$\Delta = :1 - fr = g_m R_E, \tag{8.6}$$

Exemplul 8.2. Să determinăm rezistența R_{ab} a unui stabilizator de curent continuu care are $R_E = 200\ \Omega$ și folosește un TB cu $\beta_f = 100$ la un curent static de colector $I_C = 1$ mA.

La acest curent valoarea tipică a r_o este 100 kΩ. Transconductanța diferențială are valoarea $g_m = 40\, I_C = 40$ mS, de unde $r_\pi = \beta_f/g_m = 2{,}5$ kΩ. Deoarece $R_E \ll r_\pi$, putem folosi relația (8.5) și obținem $\Delta = 9$, iar $R_{ab} = 900$ kΩ.

Observație. Circuitul din acest exemplu poate funcționa cu o tensiune continuă V_{AB} mică, de ordinul cîtorva volți. Folosindu-l ca sarcină activă el intervine în expresia amplificării în tensiune ca o rezistență de sarcină cu valoarea de 900 kΩ, pe care căderea de tensiune continuă produsă de curentul de 1 mA ar fi însă 900 V!

În prezent se preferă utilizarea stabilizatoarelor de tensiune continuă integrate monolitice, care au următoarele avantaje principale față de cele sintetizate din componente discrete: dimensiuni mai mici, preț mai mic, performanțe superioare și funcționare mult mai stabilă la variația temperaturii. Se afirmă că, după amplificatoarele operaționale, stabilizatoarele integrate sînt cele mai populare circuite integrate liniare [3].

Un stabilizator monolitic conține într-o singură capsulă și pe o singură pastilă de siliciu toate elementele necesare: tranzistorul serie, sursa de tensiune de referință, amplificatorul de eroare și, uneori, circuite de protecție. Dintre numeroasele tipuri produse pe plan mondial, în țara noastră se produc, circuitul βA 723, de uz general, și stabilizatorul de tensiune fixă TAA 550, destinat montajelor de foarte înaltă frecvență (FIF) și ultra înaltă frecvență (UIF) din aparatura de radio și televiziune [4].

8.1.2. CIRCUITE CU RN DESTINATE PRELUCRĂRII SEMNALELOR

Relația aproximativă (8.1)

$$A = -1/r,$$

care exprimă amplificarea unui circuit cu RN puternică, a fost stabilită în capitolul 4 pentru circuitele *liniare* cu RN. Se constată însă că ea reflectă următoarea caracteristică mai generală, comună tuturor circuitelor cu RN puternică, indiferent dacă sînt liniare sau neliniare:

Scanned with OKEN Scanner

proprietățile de transfer ale unui circuit cu RN puternică sînt determinate de proprietățile de transfer ale căii de reacție. Distingem două clase de aplicații bazate pe această caracteristică:

— aplicații liniare (amplificatoare — respectiv convertoare de semnal — și mutatoare de impedanță);

— aplicații neliniare, de o diversitate practic inepuizabilă.

Aplicațiile liniare au fost examinate relativ pe larg în capitolele 5 și 7. Mai menționăm aici un singur exemplu, foarte simplu.

1° *Amplificatoarele audio de putere, integrate, TBA 790 și TCA 150.* Aceste amplificatoare, produse de IPRS-Băneasa, au multiple utilizări în aparatura de radio și televiziune, magnetofoane, picupuri și în unele aplicații industriale, fiind capabile să furnizeze o putere utilă de ieșire pînă la 2,5 W (TBA 790), respectiv 5 W (TCA 150).

Din punctul de vedere al utilizatorului, circuitele TBA 790 și TCA 150 sînt echivalente cu un amplificator diferențial (operațional) cu ieșire de putere. Spre deosebire de amplificatoarele operaționale uzuale, ele au însă integrată pe aceeași pastilă o rezistență internă R de reacție negativă. Schema lor echivalentă pentru variații de semnal are forma din figura 8.5, *a*. În mod evident folosirea amplificatoarelor sub forma aceasta nu dă satisfacție, deoarece amplificarea în tensiune este egală practic cu unu, ca urmare a RN totale care are loc prin rezistența R (se recunoaște schema repetorului de tensiune cu AO).

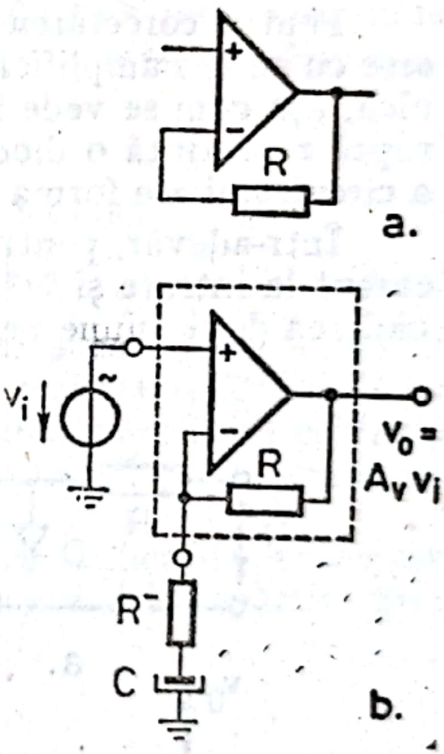


Fig. 8.5. Amplificatoarele audio de putere, integrate, TBA 790 și TCA 150: *a* — schema echivalentă pentru variații de semnal; *b* — controlarea prin RN (grupul R^-C) a valorii amplificării în tensiune A_v.

Valoarea dorită a amplificării în tensiune se obține cu ajutorul unei rezistențe exterioare R^-, conectată numai în c.a. între intrarea inversoare și masă (figura 8.5, *b* [5]). În acest scop capacitatea C se alege astfel încît să fie practic un scurtcircuit față de R^- în toată banda de frecvențe în care va funcționa amplificatorul. Expresia amplificării cu reacție (vezi relația 7.27 de la conexiunea neinversoare a AO),

$$A_v = 1 + RG^-, \qquad (8.7)$$

este utilizată în practică sub forma aproximativă

$$A_v = 8000/R^- \ (R^- \text{ în ohmi}), \qquad (8.8)$$

care se obține ținînd seama că $R = 8\ k\Omega$. De exemplu, dacă $R^- = 39\ \Omega$, $A_v = 200$, iar dacă $R^- = 160\ \Omega$, $A_v = 50$. Așadar, proprietatea exprimată prin relația (8.1) se folosește aici pentru controlul amplificării cu reacție.

Dintre aplicațiile neliniare ale RN puternice descriem două exemple reprezentative.

2° *Limitator de precizie*. Să considerăm schema din figura 8.6, *a*. Dacă tensiunea de intrare are valori mari față de tensiunea de prag a diodei D ($V_p = 0{,}6$ V), dioda poate fi modelată printr-o supapă ideală, obținîndu-se schema din figura 6.26, *b*. Așa cum am stabilit în secțiunea 6.4.1., circuitul avînd această schemă limitează superior tensiunea de ieșire la valoarea $V_{oH} = 0$. Dacă însă valorile tensiunii de intrare sînt comparabile cu V_p, este necesară modelarea neidealizată a diodei, de pildă printr-o supapă ideală înseriată cu o sursă de tensiune V_p. Rezultă atunci schema din figura 6.29, *b* și caracteristica statică notată cu D în figura 8.6, *c*. Aproximația cu care circuitul limitează superior la zero tensiunea de ieșire devine în acest caz supărătoare.

Pentru corectarea neidealității diodelor semiconductoare se folosesc cu succes amplificatoarele operaționale, într-o buclă de RN puternică, așa cum se vede în figura 8.6, *b*. Partea încadrată cu linie întreruptă reprezintă o diodă sintetizată D*, iar caracteristica de transfer a circuitului are forma notată cu D* în figura 8.6, *c*.

Într-adevăr, pentru $v_I < 0$ dioda D este blocată, AO nu consumă curent la intrare și D* este blocată. Pentru $v_I > 0$, dioda D conduce, căderea de tensiune pe ea este $v_d = V_p = 0{,}6$ V, iar valoarea tensiunii

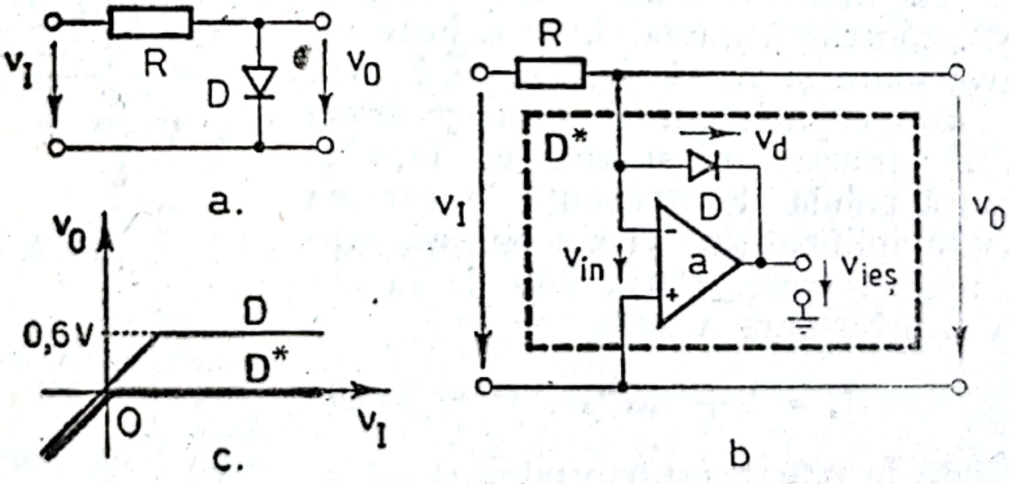


Fig. 8.6. Limitatoare unilaterale de tensiune: *a* — limitator cu diodă semiconductoare; *b* — limitator de precizie cu diodă sintetizată; *c* — caracteristici statice de transfer.

Scanned with OKEN Scanner

v_{in} de la intrarea AO, care reprezintă căderea de tensiune pe D*, rezultă din TKV:

$$v_{in} + av_{in} - 0{,}6 = 0,$$

$$v_{in}[\text{volți}] = 0{,}6/(a+1). \qquad (8.9)$$

(Am înlocuit $v_{ies} = -av_{in}$, unde a reprezintă amplificarea în tensiune a AO.) Deoarece $a > 10\,000$, rezultă $v_{in} < 60\ \mu V$.

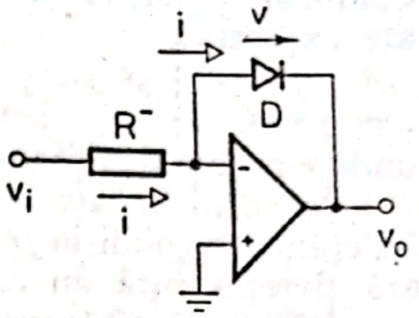


Fig. 8.7. Convertor logaritmic de tensiune (amplificator logaritmic).

3° *Convertor logaritmic de tensiune (amplificator logaritmic).* În afara convertoarelor liniare de semnal, în numeroase aplicații sînt necesare convertoare neliniare (numite și transformatoare funcționale): logaritmice, exponențiale, parabolice etc.

În figura 8.7 este arătată o schemă simplă de convertor logaritmic de tensiune, realizat cu o diodă semiconductoare și un AO cu RN puternică.

Dacă intensitatea i a curentului prin diodă este mult mai mare decît curentul ei de blocare I_{bloc}, ecuația caracteristicii diodei ia forma aproximativă

$$i = I_{bloc} \exp(v/V_T). \qquad (8.10)$$

Modelînd AO prin nulor obținem, după calcule simple,

$$v_o = -V_T \ln(v_i/R^- I_{bloc}). \qquad (8.11)$$

Relația ultimă este valabilă atîta timp cît tensiunea v_i este suficient de mare pentru ca intensitatea curentului prin rezistența R^-, egală cu intensitatea curentului prin diodă, să fie mult mai mare decît curentul de blocare al acesteia. Evident, circuitul funcționează ca un convertor logaritmic numai pentru valori pozitive ale v_i.

Convertoarele logaritmice de tensiune au aplicații numeroase în aparatura de măsură și în circuite de înmulțire sau împărțire prin logaritmare și antilogaritmare.

8.2. CIRCUITE CU RP

Ecuația fundamentală a reacției ideale — relația (4.11) din secțiunea 4.1.2. — exprimă amplificarea unui circuit cu reacție prin raportul dintre amplificarea aceluiași circuit în absența reacției și determinantul reacției:

$$A = f/\Delta. \qquad (8.12)$$

Scanned with OKEN Scanner

Conform definiției (4.8) din aceeași secțiune, determinantul reacției are expresia

$$\Delta = 1 - fr,$$

unde r este transmitanța (de la ieșire spre intrare) a căii de reacție.

În cazul în care produsul fr — transmitanța buclei de reacție — îndeplinește condiția $fr < 1$, circuitul cu reacție are o funcționare liniară și reprezintă un amplificator cu RN sau RP, după cum $fr < 0$ sau $fr > 0$. Dacă transmitanța buclei de reacție atinge sau depășește valoarea unu, circuitul funcționează cvasiliniar, respectiv puternic neliniar. Pentru $fr = 1$ el devine oscilator armonic, iar pentru $fr > 1$, circuit basculant.

8.2.1. OSCILATOARE ARMONICE

Un *oscilator electronic* este un circuit electronic care generează un semnal alternativ. Prin funcționarea sa, oscilatorul convertește puterea de c.c., absorbită de la sursa de alimentare, în putere de c.a. Spre deosebire de amplificatorul electronic, care efectuează și el o asemenea conversie, însă numai sub comanda unei excitații exterioare, oscilatorul nu este excitat din exterior.

După forma semnalului alternativ generat, oscilatoarele se împart în două clase: *oscilatoare armonice*, care generează un semnal sinusoidal, și *oscilatoare de relaxare*, care generează un semnal nesinusoidal (dreptunghiular, triunghiular etc).

La rîndul lor, oscilatoarele armonice se împart în oscilatoare *cu dispozitive electronice cu rezistență negativă* și oscilatoare *de tip amplificator cu RP*. În rîndurile de mai jos ne oprim asupra acestora din urmă.

Un amplificator care este alimentat dar neexcitat dă la ieșire un semnal constant (de obicei nul). Dacă îl excităm la intrare cu un semnal din exterior, obținem la ieșirea amplificatorului un semnal care repetă forma de variație în timp a excitației. De exemplu, în cazul unei excitații alternative sinusoidale, răspunsul amplificatorului este alternativ sinusoidal și are aceeași frecvență cu excitația.

Spre deosebire de amplificator, un oscilator armonic dă la ieșire un semnal alternativ sinusoidal fără a fi excitat din exterior, ceea ce conduce la cîteva întrebări fundamentale:

— Cum se explică existența oscilațiilor întreținute într-un circuit care nu este excitat din exterior?

— De ce aceste oscilații au formă sinusoidală?

— Cine determină frecvența lor?

Scanned with OKEN Scanner

Pentru a stabili răspunsurile, considerăm schema bloc a unui amplificator cu reacţie ideală, dată în figura 4.2 şi reluată în figura 8.8. Funcţionarea acestui circuit este descrisă de sistemul Cramer (4.7).

$$\begin{aligned} x_0 - f x_r &= f x_s \\ -r x_0 + x_r &= 0, \end{aligned} \tag{8.14}$$

unde x_0, x_r şi x_s reprezintă variaţii de semnal (componente variabile). Determinantul sistemului are expresia (8.13) şi l-am numit determinantul reacţiei.

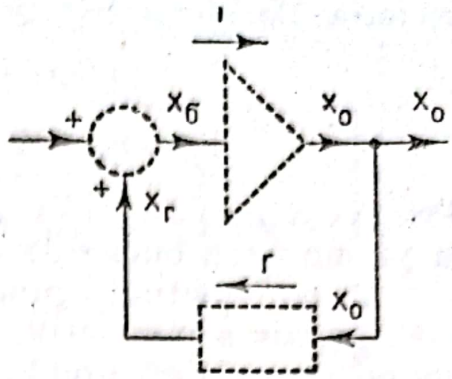


Fig. 8.8. Schemă bloc a unui amplificator cu reacţie ideală.

În absenţa excitaţiei ($x_s = 0$) ambele ecuaţii ale sistemului sînt omogene ; condiţia necesară şi suficientă pentru ca ele să admită soluţii nebanale ($x_0 \neq 0$, $x_r \neq 0$) este anularea determinantului. Prin urmare, în circuit există variaţii de semnal dacă şi numai dacă este satisfăcută relaţia

$$\Delta = 0, \tag{8.15}$$

numită *condiţia Barkhausen*. Folosind expresia (8.13), rezultă

$$fr = 1. \tag{8.16}$$

Ultima formă permite o interpretare „fizică" intuitivă cu ajutorul schemei din figura 8.8, în care considerăm $x_s = 0$. Un semnal variabil x_0, existent la intrarea amplificatorului de bază, este readus la intrarea lui prin bucla de reacţie înmulţit cu $fr = 1$, adică egal cu el însuşi ; condiţia Barkhausen semnifică deci *reproducerea semnalului pe bucla de reacţie pozitivă*, adică autoexcitarea circuitului.

Menţionăm aici că un oscilator conţine în mod obligatoriu elemente reactive de circuit. Ori, se ştie că semnalul sinusoidal este unicul semnal care îşi reproduce forma după ce parcurge un circuit (liniar) cu elemente reactive. Reproducerea semnalului pe bucla de RP este deci posibilă numai dacă semnalul este sinusoidal şi tocmai acesta este motivul pentru care circuitul generează un semnal sinusoidal şi nu de altă formă.

Fiind vorba de semnale sinusoidale, este natural să folosim reprezentarea simbolică în complex, transmitanţele f şi r devenind deci transmitanţe complexe :

$$\begin{aligned} \underline{f} &= |\underline{f}| \exp \mathrm{j}\, \varphi_f, \\ \underline{r} &= |\underline{r}| \exp \mathrm{j}\, \varphi_r. \end{aligned} \tag{8.17}$$

Scanned with OKEN Scanner

Relația Barkhausen este astfel echivalentă cu două condiții reale:

$$|\underline{f}|\,|\underline{r}| = 1 \text{ (condiția de module)} \qquad (8.18, a)$$

$$\varphi_f + \varphi_r = 2k\pi,\ k \in \mathbf{N} \text{ (condiția de argumente)} \qquad (8.18, b)$$

Prima condiție asigură reproducerea amplitudinii semnalului alternativ la parcurgerea buclei de reacție, iar a doua, reproducerea fazei lui.

În multe situații practice transmitanța căii directe este un număr real, pozitiv sau negativ, ($\varphi_f = 0$ sau π) adică nu este funcție de frecvența semnalului. Condiția de argumente devine

$$\varphi_f + \varphi_r(\omega) = 2k\pi,\ k \in \mathbf{N}, \qquad (8.19)$$

și determină pulsația de oscilație ω_{osc}. Rezultă concluzia importantă: *rețeaua de reacție* este aceea care *determină frecvența de oscilație* $\nu_{osc} = \omega_{osc}/2\pi$.

Din condiția de module rezultă amplificarea necesară

$$|\underline{f}| = 1/|\underline{r}\,(\omega_{osc})|. \qquad (8.20)$$

Exemplul 8.3. Schema din figura 8.9 înfățișează un oscilator armonic realizat cu un amplificator neinversor și o rețea Wien ca bloc de reacție. Să determinăm pulsația de oscilație și amplificarea necesară pentru amorsarea oscilațiilor.

Presupunem că amplificatorul este un amplificator ideal de tensiune, adică are impedanța de intrare infinită și impedanța de ieșire nulă. Rețeaua Wien este atunci neîncărcată și, folosind notația simplificatoare $1/sC$ pentru reactanța unei capacități C (reactanță operațională), transmitanța de reacție se scrie

$$r =: \frac{v_i}{v_o} = \frac{\dfrac{R_2}{1 + sC_2R_2}}{\dfrac{R_2}{1 + sC_2R_2} + \dfrac{1 + sC_1R_1}{sC_1}} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_2} + \dfrac{C_2}{C_1} + sR_1C_2 + \dfrac{1}{sR_2C_1}}.$$

De aici obținem transmitanța complexă, corespunzătoare reprezentării simbolice în complex, dacă înlocuim $s = j\omega$:

$$\underline{r} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_2} + \dfrac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1C_2 - \dfrac{1}{\omega R_2C_1}\right)}. \qquad (8.21)$$

Întrucît am presupus că amplificarea în tensiune a amplificatorului este un număr real pozitiv, din condiția (8.19) rezultă că și transmitanța de reacție trebuie să fie un număr real pozitiv. Egalînd cu zero partea imaginară a numitorului ultimei expresii obținem

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}. \qquad (8.22)$$

Scanned with OKEN Scanner

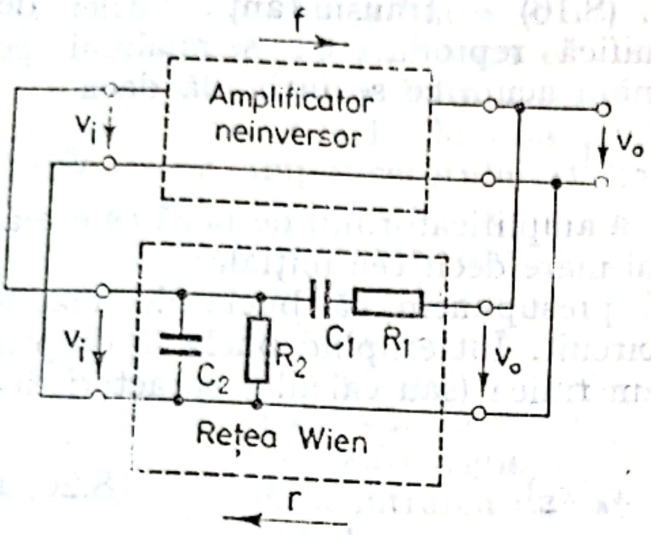


Fig. 8.9. Oscilator armonic cu amplificator neinversor și rețea Wien.

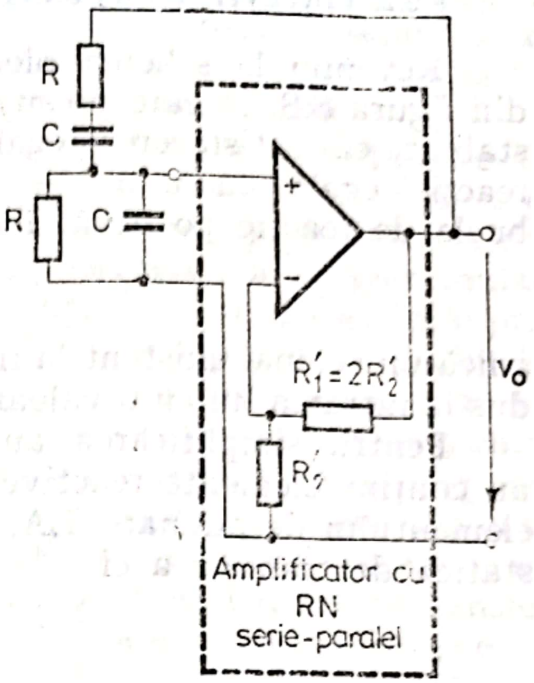


Fig. 8.10. Oscilator armonic cu AO cu RN serie-paralel și rețea Wien.

Din condiția (8.20) rezultă valoarea necesară pentru amplificarea în tensiune $a_v = :|\underline{f}|$

$$a_v = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}. \tag{8.23}$$

În mod curent se alege $R_1 = R_2 = :R$ și $C_1 = C_2 = :C$, astfel încît $\omega_{osc} = 1/RC$ și $a_v = 3$.

Cea mai simplă variantă practică corespunzătoare schemei analizate este arătată în figura 8.10. Amplificatorul neinversor este alcătuit aici din amplificatorul operațional și rețeaua de RN formată din rezistențele R_1' și R_2'. Configurația acestei RN este de tip serie-paralel, mărind deci impedanța de intrare a AO și micșorîndu-i impedanța de ieșire, ceea ce îl apropie foarte mult de un amplificator ideal de tensiune, așa cum am presupus mai sus. Amplificarea în tensiune a AO cu RN este dată de relația (7.27) de la conexiunea neinversoare a AO

$$a_v = 1 + R_1'G_2'. \tag{8.24}$$

Deoarece $R_1' = 2R_2'$, rezultă $a_v = 3$.

Întreaga analiză făcută se bazează pe teoria liniară a amplificatoarelor cu reacție. Marele dezavantaj al teoriei liniare îl constituie faptul că ea nu permite calcularea amplitudinii de oscilație. Într-adevăr, amplitudinea de oscilație este determinată de neliniaritățile circuitului, fie cele inerente componentelor electronice comandate, fie cele introduse intenționat în bucla de reacție. Această problemă nu face obiectul discuției de față; ea se găsește tratată în orice lucrare de circuite electronice cu caracter general (de exemplu [6], [7]), dar, mai dezvoltat, în lucrările referitoare la oscilatoare și generatoare de semnale sinusiodale (de exemplu [8]).

Scanned with OKEN Scanner

Revenim la schema bloc a unui amplificator cu reacţie ideală din figura 8.8, în care presupunem că lipseşte excitaţia: $x_s = 0$. Am stabilit că satisfacerea egalităţii (8.16) — transmitanţa buclei de reacţie egală cu unu — semnifică reproducerea semnalului pe bucla de reacţie pozitivă. Examinăm acum ce se întîmplă dacă

$$fr > 1, \tag{8.25}$$

adică un semnal existent la intrarea amplificatorului de bază este readus la intrarea lui cu o valoare mai mare decît cea iniţială.

Pentru simplificarea analizei presupunem că bucla de reacţie nu conţine elemente reactive de circuit. Întrerupînd bucla în dreptul elementului de adunare EA, putem ridica (sau calcula) caracteristica statică de transfer a ei

$$x_R = x_R(x_\Sigma). \tag{8.26, a}$$

(Am utilizat notaţiile pentru valori instantanee totale ca notaţii generice, aşa cum se procedează uzual.) Întrucît bucla este formată dintr-un amplificator legat în cascadă cu o reţea pasivă de reacţie, forma caracteristicii este determinată de amplificator şi este de tipul curbei *a* din figura 8.11. Ea prezintă o regiune activă centrală, încadrată de două regiuni pasive; condiţia (8.25) arată că panta în regiunea activă este pozitivă şi supraunitară.

Închiderea buclei prin elementul EA echivalează cu impunerea condiţiei

$$x_\Sigma = x_R, \tag{8.26, b}$$

care este ecuaţia primei bisectoare (dreapta *b* în figura 8.11).

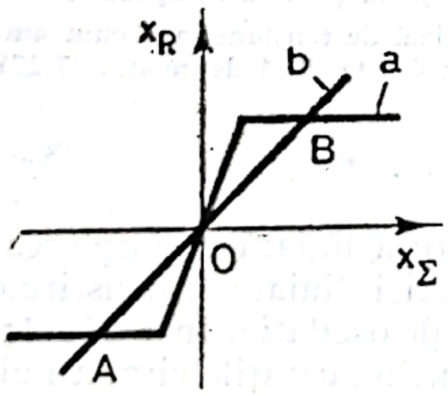


Fig. 8.11. Determinarea punctelor de funcţionare a unei bucle de RP cu $fr > 1$: *a* — caracteristică statică de transfer a buclei; *b* — reprezentatea grafică a condiţiei de închidere a buclei.

Funcţionarea buclei închise trebuie deci să satisfacă sistemul format din cele două ecuaţii (8.26). Rezolvarea lui grafică furnizează trei soluţii, corespunzătoare celor trei puncte de intersecţie a curbelor *a* şi *b* din figura 8.11: punctele *A*, *B* şi originea *O*. Arătăm că *A* şi *B* sînt puncte stabile de funcţionare, iar originea este un punct instabil de funcţionare.

Presupunem că bucla se află în punctul static de funcţionare *B*. Mai presupunem că, datorită fluctuaţiilor cauzate de mediul înconjurător, apare o creştere mo-

Scanned with OKEN Scanner

mentană a semnalului x_Σ de la intrarea amplificatorului. Datorită faptului că B se află în regiunea pasivă a caracteristicii, semnalul x_R readus prin buclă la intrarea amplificatorului nu se modifică, astfel că bucla revine în punctul B la anularea creşterii iniţiale.

Presupunem că bucla se află în punctul static de funcţionare O. Datorită faptului că acesta este situat în regiunea activă, o creştere momentană a semnalului x_Σ este readusă la intrarea amplificatorului înmulţită cu $fr > 1$. Chiar dacă între timp creşterea iniţială s-a anulat, la intrarea amplificatorului acţionează acum creşterea readusă prin buclă, mai mare decît cea iniţială. După o nouă parcurgere a buclei ea reapare la intrarea amplificatorului mărită şi mai mult, procesul desfăşurîndu-se în avalanşă. Oprirea procesului se produce în momentul în care semnalul readus este egal cu cel aplicat, adică la atingerea punctului B, pentru o creştere iniţială pozitivă, respectiv A, pentru o creştere iniţială negativă. În regim permanent *bucla cu RP supraunitară se află deci într-una din regiunile pasive* ale caracteristicii sale de transfer. Dacă se aplică la intrarea amplificatorului un semnal exterior de comandă, suficient de mare pentru aducerea buclei în regiunea activă a caracteristicii, se declanşează procesul în avalanşă descris mai sus şi are loc comutarea în regiunea pasivă opusă.

Un proces de comutare rapidă dintr-o stare de conducţie electrică în altă stare mult diferită se numeşte *basculare* dacă, odată declanşat, el continuă fără a mai fi necesară prezenţa cauzei declanşatoare. *Circuitele basculante* sînt circuite în care componentele electronice comandate comută între două stări electrice mult diferite printr-un proces de basculare. Aşa cum am văzut, basculareа se datoreşte prezenţei unei RP supraunitare; în practică se asigură îndeplinirea condiţiei $fr \gg 1$.

Schema din figura 8.12, *a* reprezintă probabil cel mai simplu circuit basculant: un comparator inversor cu intrare diferenţială şi RP, numit şi *circuit basculant* (sau trigger) Schmitt [1]. Dacă ar lipsi rezistenţa de reacţie R şi am aplica tensiunea de referinţă V_{REF} din exterior, funcţionarea circui-

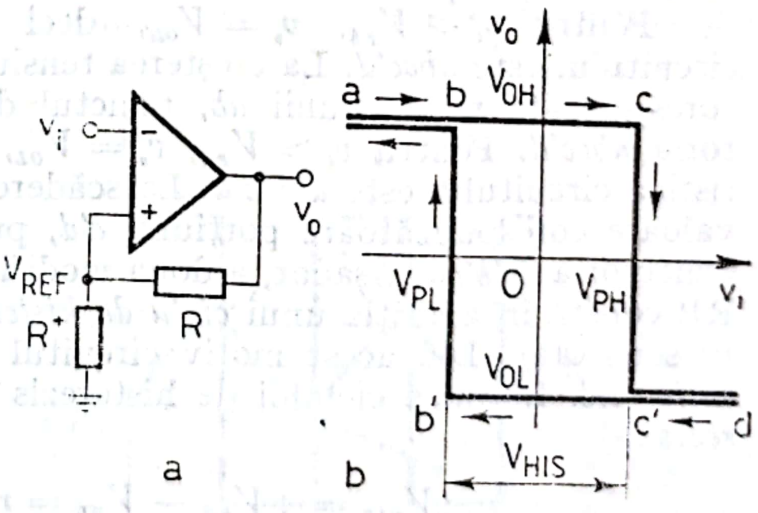


Fig. 8.12. Comparator inversor cu intrare diferenţială şi RP (comparator diferenţial cu histerezis, circuit basculant Schmitt): *a* — schemă de principiu; *b* — caracteristică statică de transfer în tensiune.

Scanned with OKEN Scanner

tului ar fi similară cu funcționarea comparatorului din figura 7.14, *a*, cu singura deosebire că acel comparator este neinversor ; caracteristica lui de transfer ar fi analoagă cu caracteristica din figura 7.15, *a*, cu $V_P = V_{REF}$, însă ar avea palierul $v_o = V_{OH}$ la stînga valorii V_P a tensiunii v_i, un salt negativ pentru $v_i = V_P$ și palierul $v_o = V_{OL}$ la dreapta valorii V_P.

Prezența reacției pozitive introduce două modificări importante în funcționarea circuitului. Pe de o parte, întrucît amplificarea în tensiune a AO este foarte mare, rezultă $fr \gg 1$ și comutarea se face printr-un proces de basculare.

Pe de altă parte, întrucît tensiunea de referință provine de la ieșirea circuitului, valoarea ei (egală cu valoarea de prag a tensiunii de intrare) depinde de starea circuitului. Pentru cele două stări stabile ale circutului rezultă deci două valori diferite ale tensiunii de prag :

$$V_{PH} = rV_{OH}, \quad V_{PL} = rV_{OL}, \tag{8.27}$$

unde

$$r = : R^+/(R + R^+). \tag{8.28}$$

Dacă valoarea de prag ar fi tot timpul V_{PH}, circuitul ar avea caracteristica de transfer *abcc'd* din figura 8.12, *b* ; dacă ar fi tot timpul V_{PL}, caracteristica ar fi *abb'c'd*. După cum se vede, aceste caracteristici au două porțiuni în care se confundă : *ab*, pentru tensiuni de intrare mai mici decît V_{PL}, și *c'd*, pentru tensiuni de intrare mai mari decît V_{PH}. Rămîne să stabilim pe care din caracteristici se deplasează punctul de funcționare în porțiunile în care ele sînt distincte.

Pentru $v_i < V_{PL}$, $v_o = V_{OH}$, deci $V_P = V_{PH}$ și caracteristica circuitului este *abcc'd*. La creșterea tensiunii de intrare de la o valoare corespunzătoare porțiunii *ab*, punctul de funcționare descrie traiectoria *abcc'd*. Pentru $v_i > V_{PH}$, $v_o = V_{OL}$, deci $V_P = V_{PL}$ și caracteristica circuitului este *abb'c'd*. La scăderea tensiunii de intrare de la o valoare corespunzătoare porțiunii *c'd*, punctul de funcționare descrie traiectoria *dc'b'ba*. Așadar, a doua modificare funcțională introdusă de RP constă în apariția unui *ciclu de histerezis bcc'b'b*, care se parcurge în sens orar. Din acest motiv circuitul se numește și *comparator cu histerezis*. Lățimea ciclului de histerezis se numește *tensiune de histerezis* :

$$V_{HIS} = : V_{PH} - V_{PL} = r(V_{OH} - V_{OL}). \tag{8.29}$$

Ambele modificări introduse de prezența RP reprezintă avantaje ale comparatoarelor cu RP față de comparatoarele fără RP. Astfel, datorită comutării printr-un proces de basculare, la comparatoarele cu RP tensiunea de ieșire variază rapid în timpul comutării, cu o

Scanned with OKEN Scanner

viteză care nu depinde de viteza de variație a tensiunii de intrare. În schimb, la comparatoarele fără RP, dacă tensiunea de intrare variază lent cînd amplificatorul se află în regiunea activă, tensiunea de ieșire variază și ea lent. Uneori acest lucru este nedorit, în particular cînd tensiunea de ieșire se folosește la comanda unor circuite care necesită variații rapide de tensiune.

Existența ciclului de histerezis constituie o trăsătură utilă în prezența unui zgomot de nivel scăzut suprapus peste semnalul de intrare. Într-adevăr, tensiunea de histerezis reprezintă o „zonă moartă", în interiorul căreia comparatorul nu răspunde: după ce a comutat într-un sens, el comută în sensul opus numai dacă variația tensiunii de intrare este mai mare decît tensiunea de histerezis. În schimb, cînd tensiunea de intrare trece lent prin regiunea de prag, un comparator fără RP execută salturi nedorite între cele două stări, în ritmul fluctuațiilor de zgomot.

Să adăugăm schemei din figura 8.12, *a* o cale de RN, așa încît nu numai tensiunea de referință să provină de la ieșirea AO, ci și tensiunea de intrare. Se constată că rezultă un circuit basculant cu o nouă funcționare dacă RN este mai puternică decît RP și semnalul de RN este transmis cu întîrziere la intrare. Schema din figura 8.13, *a* îndeplinește ambele condiții. Astfel, deoarece capacitatea C este echivalentă cu o întrerupere în c.c., în regim static tensiunea continuă de ieșire ar apărea în întregime la intrarea inversoare (vom vedea însă că circuitul nu poate funcționa în regim static). În schimb, la intrarea neinversoare se transmite numai o fracțiune $r < 1$ din tensiunea de ieșire, unde r are expresia (8.28). Calea de RN acționează întîrziat față de cea de RP, deoarece tensiunea v^- nu poate varia brusc, ci

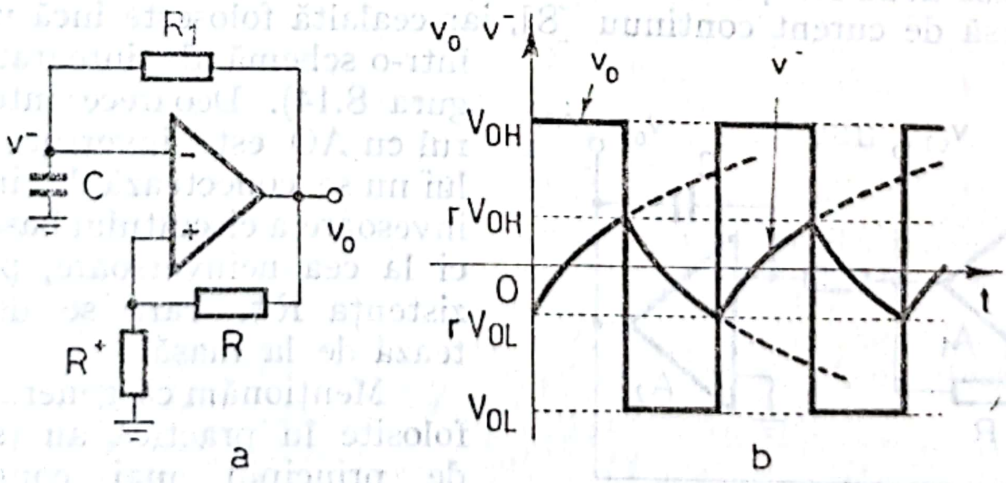


Fig. 8.13. Generator de semnale dreptunghiulare: *a* — schemă de principiu; *b* — diagrame temporale ale tensiunii de ieșire și tensiunii pe condensator.

Scanned with OKEN Scanner

numai pe măsura încărcării (descărcării) exponențiale a capacității C, cu constanta de timp R_1C.

Întrucît RN are configurația paralel la ieșire, ea desensibilizează tensiunea de ieșire. Mai precis, ea împiedică (cu întîrziere !) orice modificare a tensiunii de ieșire pe care o produce RP. Concret, la fiecare comutare RN intră în acțiune astfel încît, după un anumit timp, readuce circuitul în starea dinaintea comutării. Ca urmare, tensiunea de ieșire oscilează, iar circuitul este un generator de semnale dreptunghiulare. Pe baza diagramelor temporale ale tensiunii de ieșire și tensiunii pe condensator, date în figura 8.13, *b*, credem că explicarea amănunțită a funcționării circuitului este imediată, nemaifiind necesar să o expunem.

Dacă $V_{oL} = -V_{oH}$, perioada tensiunii dreptunghiulare generate este dată de relația [9]

$$T = 2R_1C \ln \frac{1+r}{1-r} = 2R_1C \ln (1 + 2R^+G), \qquad (8.30)$$

care devine $T = 2R_1C$ pentru $RG^+ = 1{,}164$.

În lucrarea [5] se indică modul de realizare a unui oscilator de relaxare (generator de tensiune dreptunghiulară) cu amplificatoarele integrate TBA 790 și TCA 150.

Diagramele din figura 8.13, *b* arată că tensiunea pe condensator variază aproximativ triunghiular în timp. Acest fapt sugerează posibilitatea utilizării circuitului și ca generator de tensiune triunghiulară, cu condiția transformării variației exponențiale a tensiunii pe condensator în variație liniară. Evident, este necesară atunci menținerea constantă a curentului de încărcare (descărcare) a condensatorului. Se folosesc două soluții. Una constă în înlocuirea rezistenței R_1 de RN cu o sursă de curent continuu [8], iar cealaltă folosește încă un AO, într-o schemă de integrator (figura 8.14). Deoarece integratorul cu AO este inversor, ieșirea lui nu se conectează la intrarea invesoare a circuitului basculant, ci la cea neinversoare, prin rezistența R^+, care se deconectează de la masă.

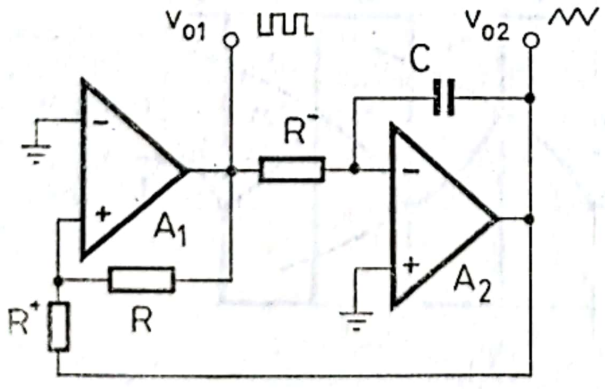


Fig. 8.14. Generator de semnale dreptunghiulare și triunghiulare (schemă de principiu).

Menționăm că generatoarele folosite în practică au scheme de principiu mai complicate decît cele discutate aici, avînd prevăzute posibilități de reglare (amplitudine, simetrie, decalaj

Scanned with OKEN Scanner

etc.) şi incluzînd circuite de limitare pentru protecţie şi/sau fixarea amplitudinii.

În prezent, o serie de firme produc în formă integrată *generatoare de funcţii*. Pe o singură pastilă sînt integrate toate etajele necesare producerii unor semnale dreptunghiulare, triunghiulare şi sinusoidale, elementele exterioare necesare servind numai la stabilirea frecvenţei şi reglarea anumitor parametri.

Literatură tehnică în curs de apariție la Editura DACIA:

Policec, A., Gligor, T.D., Ciocloda, Gh., *Electronica medicală*

Ursu, Ioan (sub redacția), *Știința modernă și energia,* vol. II *Priorități în domeniul energiei*

Zaciu, Cornelia, *Metode electronice de măsurare în neurobiofizica celulară*

Mercea, F., Mercea, R., *Economia de energie și proiectarea instalațiilor solare*

Handra-Luca, V., Stoica, I. A., *Introducere în teoria mecanismelor,* vol. II

Scanned with OKEN Scanner